

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN



PROYECTO FIN DE CARRERA

# DISEÑO DE UN ARRAY DE PARCHES ALIMENTADO POR APERTURAS

Autor: ALEJANDRO RIVERA LAVADO

Tutor: LUIS ENRIQUE GARCÍA MUÑOZ



Proyecto Fin de Carrera

# DISEÑO DE UN ARRAY DE PARCHES ALIMENTADO POR APERTURAS

Autor:

ALEJANDRO RIVERA LAVADO

Tutor:

LUIS ENRIQUE GARCÍA MUÑOZ

La defensa del presente proyecto fin de carrera se realizó el día        de        de        , siendo calificada por el siguiente tribunal:

PRESIDENTE:

SECRETARIO:

VOCAL:

Y habiendo obtenido la siguiente calificación:

CALIFICACIÓN:

Leganés, a        de        de        .





A Marta Martínez y Rens Baggens, tutores míos en mi beca Erasmus Placement. A Todos mis compañeros de IMST: Me hicieron sentirme como en casa. A IMST GmbH, en cuyo seno trabajé para este proyecto en un ambiente excepcional. A Daniel Segovia: porque su ayuda y confianza fueron determinantes para mi estancia en la compañía alemana.

Mi más sincero agradecimiento a mi tutor, Luis Enrique García, por su apoyo, su ayuda y su comprensión durante la realización de este proyecto. A él le debo que me sugiriese la estancia Erasmus Placement. Trabajar con él es un placer.

A Frau Huppertz, gestora de la Studentenwohnheim *Adolph Kolping*. Su paciencia y dedicación me ahorró muchísimos dolores de cabeza los primeros días de mi estancia en Duisburg. Al anónimo conductor de la línea SB30. A Antonio por su inspiración para uno de mis hobbies: la cocina.

A todos los revisores del regional Madrid-Talavera. Su paciencia con nuestros bonos 10 -no siempre picados a tiempo en taquilla- ha sido una constante durante todas las madrugadas en las que he ido a Leganés. A todos los regionaleros: Fran Heavy, Carlos, Ivan, Ainhoa... Al todos los del vagón de habladores, que siempre reivindicaron su derecho a rajar a las 8 de la mañana. A todos los taquilleros de Cercanías Leganés y a los de Illescas que nunca rompieron la impresora justo antes de que llegase el tren. A RENFE, porque sus horarios de regionales son y seguirán siendo un motivo válido para cambiar el turno de tarde por el de mañana.

A todos los profesores que han invertido ingentes esfuerzos en formar a las nuevas generaciones. A Julia, Javier, Lázaro, Aquilino y el resto de profesores del CP. Constitución. Con cariño, a Almudena Cantos, cuyas enseñanzas de dibujo técnico me han resultado infinitamente útiles para el diseño de antenas. Una gran persona con la que añoro volver a debatir sobre la Vida. A Luis Bravo de la Oz, profesor de tecnología que me animó a estudiar Ingeniería de Telecomunicación, estimulando siempre nuestra curiosidad por la tecnología. A Pepe Manolo, Ignacio Rieiro, Jose Manuel Gorrochano, Merchán, Carlota Cuesta, Ricardo, Candelaria, Gregorio y todos aquellos profesores del IES. Juan de Padilla. A Guillermo Ballenato, a Julio Villena.

A mi profesora de Alemán de la Escuela Oficial de Idiomas de Alcorcón, Milagros, por su ayuda, comprensión y apoyo en mis épocas de exámenes. A mis compañeros del turno de mañana del nivel Básico 2: las declinaciones del alemán no son tan duras cuando se sufren en grupo.

A Juanpe, Juanma, Jorge, Matías, Carlos, Gonzalo y Carlos. Por hacer de una beca un grato recuerdo. Gracias. A Saúl por hacer la vista gorda cuando el ordenador de mi beca escalaba posiciones en la lista de sospechosos de TSC.

A Jose Luis Vázquez Roy, por su ayuda con mi radioenlace. A Eva, a Oscar Quevedo, Javier Herráiz y al resto de profesores y doctorandos del Grupo de Radiofrecuencia.

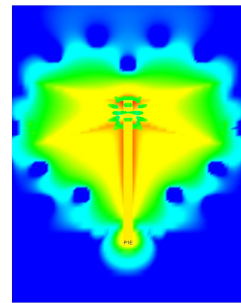
A mis compañeros de la Asociación Musical Manuel de Falla. Los que siguen y los que estuvieron en la Banda. A todos los directivos que son o fueron. A mis profesores de música: Paco de la Rosa, Jesús Illescas, Azu, Esther, Pedro, Luis, Miguel Sanz, ... A Serra. A mis churrumbeles de la percu, Jaime Seves y Rubén Nevado. A mis nuevos churrumbeles: Samuel, Alejandro, Andrés y Sergio. A todos los músicos de la Banda. A las todas las sopranos del mundo.

A mis rudos, Viejo, Curi y Charly. ¡Por supuesto! A Ferni, Esther, Jesús, Isa, Mario, Lydia, Fátima, Nuria, Sarita, Raquel, Tamara, Esther-Vane, Anthony, Gerson, Santimagus, Sara, las heavies, y todos aquellos que pulularon por *La Factory*, el *Stoner* y el *Chiringo del Charly*.



A mis padres, cuyo apoyo ha sido constante a lo largo de mi vida. A mi hermano Sergio por su inagotable lluvia de ideas.





Design with Efficiency and Bandwidth  
Optimized



## **RESUMEN**

En el presente proyecto se aborda el diseño de un array de parches alimentados por aperturas en el plano de masa.

Intentaremos obtener el mayor ancho de banda posible. El array deberá escanear electrónicamente en uno de los ejes. El material utilizado será FR-4, si bien se considerará el uso de sustratos cerámicos LTCC.

Comenzaremos con el diseño del elemento sencillo. Propondremos varios diseños basados en distintas aperturas en el plano de masa. El ancho de banda obtenido será comparado con las alimentaciones mediante líneas coaxiales y bifilares.

Se abordará el diseño de una fila de parches con alimentación serie simétrica. Se evaluarán los acoplos entre filas próximas y las prestaciones finales del array.





# ÍNDICE GENERAL

<b>1. Introducción.....</b>	<b>1</b>
<b>2. MEMS-4-MMIC.....</b>	<b>3</b>
2.1. Descripción del proyecto.....	3
2.2. Asignación de tareas.....	4
2.3. Restricciones iniciales impuestas.....	4
<b>3. Descripción de la herramienta de simulación: FDTD.....</b>	<b>6</b>
3.1. Descripción teórica.....	6
3.2. Convergencia del método.....	9
3.3. Otras alternativas.....	12
<b>4. Restricciones en la estructura.....</b>	<b>14</b>
4.1. Estructura impuesta por el proyecto.....	14
4.2. Límites de fabricación.....	18
<b>5. Elemento simple.....</b>	<b>20</b>
5.1. Acoplo mediante línea bifilar.....	20
5.2. Acoplo mediante línea coaxial.....	22
5.3. Acoplo mediante ranura en plano de masa.....	25
5.3.1. Diseño basado en LTCC.....	26
5.3.2. Primer diseño candidato: Control 6.....	28
5.3.2.1. Descripción.....	29
5.3.2.2. Parámetros de ajuste.....	31
5.3.2.3. Características.....	32
5.3.3. Segundo diseño candidato: Control 8.....	36
5.3.3.1. Descripción.....	36
5.3.3.2. Parámetros de ajuste.....	38
5.3.3.3. Características.....	39
5.4. Conclusiones.....	45
<b>6. Fila.....</b>	<b>47</b>
6.1. Criterio de diseño por fila. Objetivos.....	48
6.2. Estudio del número de elementos óptimo por fila.....	50
- 3 elementos.....	52
- 5 elementos.....	55
- 9 elementos.....	58
- 11 elementos.....	61
- 13 elementos.....	64
6.3. Decisión final.....	66
- Parámetros de ajuste.....	67

<b>7. Array completo.....</b>	<b>68</b>
- Distancia entre filas.....	68
- Interferencia entre filas.....	71
7.1. Montaje: tres filas. Disposición física.....	71
- Control_6.....	71
- Control_8.....	72
7.2. Análisis de resultados.....	72
- Notas sobre el diagrama de radiación.....	72
- Alimentaciones en Fase.....	76
- Desfase Progresivo en las Alimentaciones.....	79
- Parámetros S.....	80
- Ancho de banda.....	81
<b>8. Futuras líneas de investigación.....</b>	<b>83</b>
8.1. Sobre el elemento sencillo.....	83
8.2. Sobre el array.....	84
<b>9. Anexo I: Notas sobre las simulaciones.....</b>	<b>86</b>
9.1. Validación de Empire Xcel <sup>TM</sup> .....	86
9.2. Hardware de simulación.....	90
9.3. Asunciones en los resultados presentados.....	91
9.4. Criterios de ejes y ángulos. Planos E y H.....	92
<b>10. Anexo II: Procedimiento de fabricación.....</b>	<b>93</b>
10.1. FR4.....	93
10.2. LTCC.....	94
<b>11. Anexo III: Bibliografía.....</b>	<b>100</b>

## ÍNDICE DE FIGURAS:

<b>1. Introducción.....</b>	<b>1</b>
<b>2. MEMS-4-MMIC.....</b>	<b>3</b>
<b>3. Descripción de la herramienta de simulación: FDTD.....</b>	<b>6</b>
Figura 3.1: Celda de Yee.....	7
Figura 3.2: Vista 3D de un cilindro.....	9
Figura 3.3: Vista 2D del editor.....	10
Figura 3.4: Vista 3D del cilindro no uniforme discretizado tal y como se observaba en la figura anterior.....	10
<b>4. Restricciones en la estructura.....</b>	<b>14</b>
Figura 4.1: Vista explotada de la estructura.....	15
Figura 4.2: Detalle del conductor.....	16
Figura 4.3: Detalle de la cara del parche.....	17
Figura 4.4: Detalle de la cara de alimentación.....	17
Figura 4.5: Detalle de tres vías apiladas.....	19
<b>5. Elemento simple.....</b>	<b>20</b>
Figura 5.1: Parche alimentado por línea bifilar.....	21
Figura 5.2: Parámetro S11 del parche alimentado por línea bifilar.....	21
Figura 5.3: Ganancia del parche alimentado por línea bifilar para una frecuencia de 24 Ghz.....	22
Figura 5.4: Parche alimentado por línea coaxial.....	23
Figura 5.5: S11 del parche alimentado por línea coaxial.....	24
Figura 5.6: Ganancia del parche alimentado por línea coaxial para una frecuencia de 24 Ghz.....	25
Figura 5.7: Diseño en LTCC. Vista esquemática de la planta (Plano XY).....	26
Figura 5.8: Parámetro S11 de la antena fabricada con LTCC.....	27
Figura 5.9: Ganancia de la antena fabricada con LTCC.....	28
Figura 5.10: <i>Control_6</i> . Vista esquemática de la planta (Plano XY).....	29
Figura 5.11: Ganancia del diseño <i>Control_6</i> .....	32
Figura 5.12: parámetro S11 del diseño <i>Control_6</i> . Cavidad: 8000x8000x1600 micras.....	33
Figura 5.13: Impedancia de la antena <i>Control_6</i> . ....	34
Figura 5.14: Disposición de las antenas en la prueba del acoplo. <i>Control_6</i> .....	35
Figura 5.15: Parámetros S de una agrupación de tres antenas. <i>Control_6</i> .....	35
Figura 5.16: <i>Control_8</i> . Vista esquemática de la planta (Plano XY). ....	36
Figura 5.17: Ganancia del diseño <i>Control_8</i> . Cavidad: 8000x8000x1600 micras..	39
Figura 5.18: Ganancia del diseño <i>Control_8</i> . Cavidad: 5000x5000x1600 micras..	40
Figura 5.19: Ganancia del diseño <i>Control_8</i> . Cavidad : $\infty$ x $\infty$ x1600 micras..	41
Figura 5.20: parámetro S11 del diseño <i>Control_8</i> .....	42
Figura 5.21: Impedancia de la antena <i>Control_8</i> .....	43
Figura 5.22: Disposición de las antenas en la prueba del acoplo. <i>Control_8</i> .....	44
Figura 5.23: Parámetros S de una agrupación de tres antenas. <i>Control_8</i> .....	45

<b>6. Fila.....</b>	<b>47</b>
Figura 6.1: Configuración de elementos serie en una fila.....	47
Figura 6.2: Detalle de longitudes eléctricas y separaciones entre elementos en una fila.....	48
Figura 6.3: Vista 3D de un diagrama de radiación deseable para una fila.....	49
Figura 6.4: Disposición de los puertos en los extremos de la fila.....	51
Figura 6.5: Cotas del diseño optimizado. Fila con tres elementos.....	52
Figura 6.6: Ganancia para fila con tres elementos.....	53
Figura 6.7: Transmisión de potencia a los extremos de la figura (S21 y S31). Además, parámetro S11. Fila con tres elementos.....	54
Figura 6.8: Cotas del diseño optimizado. Fila con cinco elementos.....	55
Figura 6.9: Ganancia para fila con cinco elementos.....	56
Figura 6.10: Transmisión de potencia a los extremos de la figura (S21 y S31). Además, parámetro S11. Fila con cinco elementos.....	57
Figura 6.11: Cotas del diseño optimizado. Fila con nueve elementos.....	58
Figura 6.12: Ganancia para fila con nueve elementos.....	59
Figura 6.13: Transmisión de potencia a los extremos de la figura (S21 y S31). Además, parámetro S11. Fila con nueve elementos.....	60
Figura 6.14: Cotas del diseño optimizado. Fila con once elementos.....	61
Figura 6.15: Ganancia para fila con once elementos.....	62
Figura 6.16: Transmisión de potencia a los extremos de la figura (S21 y S31). Además, parámetro S11. Fila con once elementos.....	63
Figura 6.17: Cotas del diseño optimizado. Fila con trece elementos.....	64
Figura 6.18: Ganancia para fila con trece elementos.....	65
Figura 6.19: Transmisión de potencia a los extremos de la figura (S21 y S31). Además, parámetro S11. Fila con trece elementos.....	66
<b>7. Array completo.....</b>	<b>68</b>
Figura 7.1: Problema de lóbulos secundarios en un array que no escanea bien....	69
Figura 7.2: Vista 3D del array basado en el diseño <i>Control_6</i> . Las aperturas tienen una separación de 7000 micras.....	70
Figura 7.3: Vista 3D del array basado en el diseño <i>Control_8</i> . Las aperturas tienen una separación de 4800 micras.....	70
Figura 7.4: Cotas. Detalle de los parches centrales. Array basado en el diseño <i>Control_6</i> .....	71
Figura 7.5: Cotas. Detalle de los parches centrales. Array basado en el diseño <i>Control_8</i> .....	72
Figura 7.6: Ganancia de la fila central. P1, puerto activo. P2 y P3 cargas pasivas.....	73
Figura 7.7: Ganancia de la fila izquierda. P1, puerto activo. P2 y P3 cargas pasivas.....	74
Figura 7.8: Ganancia de la fila derecha. P1, puerto activo. P2 y P3 cargas pasivas.....	75
Figura 7.9: líneas pasivas en los extremos. En el centro, las tres líneas activas....	76
Figura 7.10: Ganancia del array basado en <i>Control_8</i> . Todo los puertos están activos. El desfase entre alimentaciones $\alpha$ es nulo.....	77
Figura 7.11: Ganancia del array basado en <i>Control_6</i> . Todo los puertos están activos. El desfase entre alimentaciones $\alpha$ es nulo.....	78
Figura 7.12: Diagramas de radiación para distintos valores de $\alpha$ .....	79

Figura 7.13: Parámetros S del array. P1, puerto central, es el activo. P2 y P3 son cargas pasivas.....	80
Figura 7.14: Impacto de la desviación de frecuencia central en la ganancia. Plano Y=0.....	81
Figura 7.15: Impacto de la desviación de frecuencia central en la ganancia. Plano X=0.....	82
<b>8. Futuras líneas de investigación.....</b>	<b>83</b>
Figura 8.1: Antena con apertura tipo X en el plano de masa.....	83
Figura 8.2: Cavidades en todos los parches de la fila. Se ha eliminado de la vista el sustrato. Las cavidades de aire están representadas mediante bloques grises.....	84
Figura 8.3: Codos en la línea de alimentación de la fila para reducir la distancia física. Esto introduce una inductancia parásita en serie.....	84
Figura 8.4: Paredes de vías para reducir el acoplo entre filas adyacentes.....	85
<b>9. Anexo I: Notas sobre las simulaciones.....</b>	<b>86</b>
Figura AI.1: Foto de la antena bicuadrática a medir.....	86
Figura AI.2: Vista 3D del Modelo de la antena en Empire XCcel™.....	87
Figura AI.3: Parámetros S11 medidos y simulados. Antena bicuadrática.....	88
Figura AI.4: Diagrama de radiaciones medidos y simulados. Plano E. Antena bicuadrática.....	89
Figura AI.5: Diagrama de radiaciones medidos y simulados. Plano H. Antena bicuadrática.....	89
Figura AI.6: Convenio de ejes y de ángulos.....	91
<b>10. Anexo II: Procedimiento de fabricación.....</b>	<b>93</b>
Figura AII.1: Esquema del proceso de fabricación de LTCC. (Cortesía, IMST GmbH).....	95
Figura AII.2: Rellenado de vías con la pasta conductora. (Cortesía, IMST GmbH).....	96
Figura AII.3: Proceso de impresión de pistas. (Cortesía IMST GmbH).....	96
Figura AII.4: Izquierda horno para LTCC. Derecha, Curva de temperatura para el proceso de sintetizado de LTCC. (Cortesía IMST GmbH).....	97
Figura AII.5: Diversas tareas de postprocesado. (Cortesía IMST GmbH).....	97
<b>11. Anexo III: Bibliografía.....</b>	<b>100</b>

## ÍNDICE DE TABLAS:

<b>1. Introducción.....</b>	<b>1</b>
<b>2. MEMS-4-MMIC.....</b>	<b>3</b>
<b>3. Descripción de la herramienta de simulación: FDTD.....</b>	<b>6</b>
<b>4. Restricciones en la estructura.....</b>	<b>14</b>
Tabla 4.1: Detalle de las capas de la estructura.....	16
<b>5. Elemento simple.....</b>	<b>20</b>
Tabla 5.1: Ancho de banda del diseño basado en LTCC.....	27
Tabla 5.2: Espesores de las capas de Control_6.....	30
Tabla 5.3: Posición de las vías en el diseño Control_6.....	30
Tabla 5.4: Apertura del diseño <i>Control_6</i> . Descripción por puntos.....	31
Tabla 5.5: Ancho de banda del diseño <i>Control_6</i> .....	33
Tabla 5.6: Espesores de las capas de Control_8.....	37
Tabla 5.7: Posición de las vías en el diseño Control_8.....	37
Tabla 5.8: Apertura del diseño <i>Control_8</i> . Descripción por puntos.....	38
Tabla 5.9: Resumen de las prestaciones del diseño <i>Control_8</i> con distintos tamaños de cavidad.....	42
Tabla 5.10: Resumen de las características de las antenas presentadas.....	46
<b>6. Fila.....</b>	<b>47</b>
<b>7. Array completo.....</b>	<b>68</b>
Tabla 7.1: Impacto del ángulo del desfase en las alimentaciones en el ángulo de escaneo y en el valor de NLPS. ....	79
<b>8. Futuras líneas de investigación.....</b>	<b>83</b>
<b>9. Anexo I: Notas sobre las simulaciones.....</b>	<b>86</b>
Tabla AI.1: Detalle del equipo de simulación utilizado.....	90
<b>10. Anexo II: Procedimiento de fabricación.....</b>	<b>93</b>
Tabla AII.1: Ejemplos de aplicaciones de LTCC (Cortesía IMST GmbH).....	94
Tabla AII.2: Resumen de límites de fabricación (Cortesía IMST GmbH).....	98
Tabla AII.3: Lista de fabricantes y sustratos LTCC (Cortesía IMST GmbH).....	99
<b>11. Anexo III: Bibliografía.....</b>	<b>100</b>



# 1. Introducción

En el año académico 2008/2009 realicé una beca Erasmus Placement en la empresa alemana IMST GmbH. Fui supervisado por mi tutor de proyecto desde España, Luis Enrique García Muñoz, y por mis tutores en Alemania: Marta Martínez Vázquez y Rens Baggens. El fruto de parte del trabajo realizado en este período es el que se detalla en la presente memoria.

IMST se encuentra situada en Kamp-Lintfort, al norte de Dusseldorf. Es una compañía focalizada en el desarrollo y diseño, en el campo de la microelectrónica y la radiofrecuencia. [1]

Mi papel en dicha compañía fue la de asistente de investigación. En este contexto, colaboré con el personal de mi departamento en el diseño y la simulación de estructuras electromagnéticas de diversa naturaleza.

En este proyecto se va a cubrir el diseño y optimización de una antena de parche alimentada a través de una ranura en su plano de masa. Se ha impuesto un criterio que detalla las características necesarias y deseables de nuestra antena.

Comenzaremos describiendo en sí el proyecto en el que se enmarca este trabajo. MEMS-4-MMIC [2] es un proyecto europeo financiado con fondos públicos. IMST participa junto a otras compañías europeas. Su cometido se ciñe al diseño de la parte de radiofrecuencia del prototipo, así como la gestión y coordinación entre los miembros del equipo de trabajo internacional. El objetivo final es desarrollar una demostración de la tecnología investigada.

Describiremos por encima la herramienta de simulación utilizada. IMST produce un software de simulación propio: Empire XCcel <sup>TM</sup> [3]. Éste, utiliza el método FDTD (Finite-Difference Time Domain) para resolver estructuras tales como circuitos, guías de ondas, empaquetado (carcasas, apantallamientos magnéticos), etc.

Se evaluarán distintas estructuras. Previo al desarrollo de diversos slots, se evaluará la alimentación del parche mediante dos guías de ondas: la línea bifilar y el cable coaxial. El objetivo es poder verificar algo esperado inicialmente: que el ancho de banda para los diseños basados en ranura es superior.

Para cada diseño, se optimizará tan solo parcialmente la estructura salvo en dos, que fueron los candidatos seleccionados para la siguiente fase del estudio.

Adicionalmente, se estudiará la viabilidad del elemento sencillo diseñado en la construcción de un array. Inicialmente se considerará solo una fila de parches. Posteriormente, se evaluará el comportamiento de varias filas en un mismo array.

Por criterio de la compañía, no se considerará el diseño de la red de alimentación en este proyecto.



Al final de la memoria se encuentran dos anexos. En el primero contrastaremos los resultados del programa de simulación con medidas reales para una antena del tipo bicuadrática a 2'4 Ghz. Además describiremos el hardware utilizado. Por último, detallaremos ciertas convenciones relacionadas con dicho programa. Serán asumidas a la hora de presentar los resultados.

En el último anexo describiremos los procesos de fabricación. Brevemente para FR4, entrando en mayor detalle en el proceso para LTCC.

## **2. MEMS-4-MMIC**

Tal y como ya se comentó en la introducción, el trabajo aquí descrito se enmarca dentro del proyecto MEMS-4-MMIC. En este apartado se describe por encima las motivaciones y los objetivos de éste, haciendo hincapié en los aspectos relevantes para los apartados posteriores.

### **2.1. Descripción del proyecto.**

MEMS-4-MMIC [2] es un proyecto público, subvencionado por la Unión Europea (FP7-224101). Para dicho proyecto, se crea un consorcio, compuesto por los siguientes partners:

- IMST GmbH, Alemania.
- Totalförsvarets Forskningsinstitut (FOI), Suecia
- Technical Research Centre of Finland (VTT), Finlandia.
- OMMIC, Francia.
- SAAB Microwave Systems, Suecia.
- Institutul National de Cercetare Dezvoltare Pentru Microtehnologie (IMT), Rumanía.
- Centre National de la Recherche Scientifique (IEMN), Francia.

Durante los últimos años, los sistemas microelectromecánicos aplicados a la radiofrecuencia han experimentado un sustancial avance. Sus propiedades han sido evaluadas al aplicarse en componentes tales como conmutadores y capacidades variables. Tales aplicaciones se prevén altamente atractivas para circuitos desfasadores, redes adaptadas, filtros, entre otros. Esto hace a los MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) apropiados candidatos en el diseño de sistemas de RF configurables. Especial interés presentan los sistemas RF autoajustables, en el rango de trabajo de 1 a 100 Ghz.

Entre sus ventajas, frente a los actuales dispositivos de estado sólido, cabe citar:

- Bajas pérdidas de inserción.
- Alta linealidad.
- Bajo consumo.

La idea principal de este proyecto es la integración de MEMS para RF en circuitos integrados monolíticos de microondas, o MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit). Todo ello, orientado al desarrollo de componentes multifuncionables, útiles para varias aplicaciones. Esto permitirá definir las bases para una futura manufactura y comercialización de esta tecnología a nivel europeo.

Fusionar la tecnología innovadora de los MEMS de RF con la ya probada de los MMIC tiene por objeto cubrir necesidades de empresas estratégicas Europeas. Cabe citar los sectores aeroespacial, espacial, defensa, infraestructuras de telecomunicaciones y el sector del automóvil como potenciales interesados en las futuras aplicaciones.

## **2.2. Asignación de tareas.**

La asignación de tareas a cada empresa participante es realizada en los inicios de la actividad del consorcio. Cada compañía destina un determinado número de empleados durante cierto tiempo. El producto tiempo-recurso determina el aporte de cada una al conjunto.

En particular, IMST GmbH recibe las siguientes tareas:

- Diseño de la antena.
- Diseño de la arquitectura RF.
- Simulación electromagnética 3D.
- Gestión del proyecto.

Rens Baggens, co-tutor mío en la compañía, se encarga de la gestión de proyectos.

El trabajo descrito en la presente memoria se enmarca en este contexto. El objetivo es el desarrollo de la antena, dado un criterio inicial. Dicho criterio es impuesto desde la gestión de proyecto.

Posteriormente, se evaluará la creación de un array. Para el elemento sencillo, hubo un plazo disponible desde Febrero hasta Junio de 2009. Debido a la obtención de prometedores resultados en un plazo menor de lo previsto, se consideró durante el último mes, primero una columna de elementos y después el array completo.

## **2.3. Restricciones iniciales impuestas.**

Los diversos partners tienen como objetivo a corto - medio plazo el desarrollo de un prototipo demostrador de la tecnología de RF-MEMS en MMIC. Para cuando comenzó el diseño de la antena todavía se disponía de un plazo de más de dos años hasta el deadline del diseño final del prototipo. Es por ello que todavía no se había definido una aplicación específica del demostrador.

Por lo tanto, los requisitos impuestos inicialmente fueron considerablemente laxos:

- Frecuencia de trabajo: 24 Ghz. (Obligatorio).
- Antena tipo parche. (Obligatorio).
- Maximizar el ancho de banda. (Deseable).
- Bajo coste de fabricación. (Deseable).
- Bajas pérdidas. (Deseable).
- Ganancia del elemento sencillo: entre 5 y 8 dB. (Esperado).
- Adaptación:  $S_{11} < -10 \text{ dB}$  (Obligatorio).

La antena debía ser de tipo parche, alimentada por detrás del plano de masa desde una línea Microstrip, tal y como se mostrará en la figura 4.1. El objetivo es integrar en un mismo circuito impreso antena y electrónica. Esta estructura será expuesta en detalle en el apartado 4 de la presente memoria.

En una segunda fase, habiendo ya desarrollado el elemento sencillo, se consideró la posibilidad de orientar el diseño hacia una aplicación para radar de automoción. Para ello, se perfiló la idea de concebir un array para escanear electrónicamente en un solo eje (en un vehículo, escaneando en el plano horizontal, situada la antena en el morro). No obstante, se consideró deseable mantener el máximo ancho de banda posible (medido sobre el parámetro  $S_{11}$ ), sin importar cambios en el diagrama de radiación siempre que fuera el deseado para la frecuencia central. Las especificaciones para el array fueron:

- Frecuencia de trabajo: 24 Ghz. (Obligatorio).
- Antena tipo parche. (Obligatorio).
- Alimentación serie en filas.
- Un puerto por fila. Tres columnas.
- Maximizar el ancho de banda, medido sobre el parámetro  $S_{11}$ . (Deseable).
- Bajo coste de fabricación. (Deseable).
- Adaptación:  $S_{11} < -10 \text{ dB}$  (Obligatorio).
- Acoplo entre puertos: el menor posible.

En cuanto al material, se consideró inicialmente FR4, con la intención de reducir al máximo costes de fabricación. De no ser viable, entonces habría que recurrir a sustratos cerámicos, en particular, a LTCC. Una descripción del proceso de fabricación para cada sustrato se encuentra en el anexo II. En esta memoria se presentarán varios modelos concebidos para FR-4. Uno de ellos será adaptado a LTCC, para conseguir un elemento lo más compacto posible.

### **3. Descripción de la herramienta de simulación: FDTD.**

Como ya hemos comentado, la herramienta utilizada es Empire XCcel <sup>TM</sup>. Ésta es desarrollada por IMST GmbH. Dicho programa consta de un entorno gráfico en donde se puede crear, editar, visualizar y simular una estructura electromagnética.

Tras crear la estructura, debe ser discretizada en celdas. También se deben definir las condiciones de frontera. En la estructura se incluyen, además, los puertos. Es en ellos en donde se introduce la excitación electromagnética. A todo ello se le llama modelo de simulación.

Con la simulación, se obtiene la distribución de campo electromagnético en todas las celdas del modelo. A partir de estos datos, se pueden calcular en un post-procesado diagramas de radiación, curvas de parámetros S, impedancias, diagramas de pérdidas, etc.

A continuación, describimos el algoritmo de simulación utilizado.

#### **3.1. Descripción teórica:**

El método FDTD resuelve las ecuaciones de Maxwell para la estructura a simular. Se deben cumplir ciertas condiciones:

- La estructura no contiene ningún elemento activo. Dado que éstos no pueden ser descritos mediante las ecuaciones de Maxwell, son excluidos de la simulación. Pueden ser incluidos si se los considera como un bloque conectado a puertos internos de la estructura.
- Los elementos son lineales.
- No se consideran elementos con Histéresis.
- Los elementos son isotrópicos.
- Ausencia de cargas libres. Éstas, en presencia de campos, exigirían además una descripción de su movimiento.
- Materiales con comportamiento constante en el tiempo.

Algunas o varias de estas condiciones se ven modificadas, quedando ampliado el marco de estructuras simulables, mediante mejoras en el algoritmo. En las sucesivas versiones, Empire XCcel <sup>TM</sup> va ofreciendo nuevas funcionalidades que permiten aumentar el espectro de posibilidades. No obstante, discutir dichos cambios supera los objetivos de la presente descripción.

-Celda de Yee:

Una vez dibujada en el programa, la estructura a simular debe ser dividida en fragmentos sobre los cuales se calcularán el campo eléctrico y el magnético. Esto es, debe ser discretizada. En cada fragmento se definen las tres componentes (X, Y y Z) del campo eléctrico y las tres del magnético. En la siguiente imagen, podemos observar la estructura de campos en una celda.

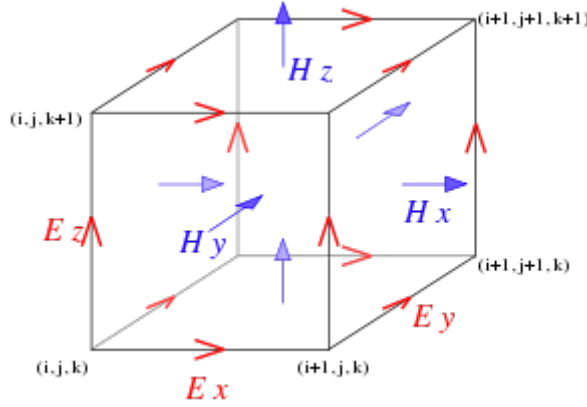


Figura 3.1: Celda de Yee

-Algoritmo de Yee:

Cada componente de campo es función del valor anterior y de los campos adyacentes. Las expresiones son las siguientes:

$$\begin{aligned}\tilde{E}_{x,j,k}^{n+1} &= \tilde{E}_{x,j,k}^n - \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta Z} [\tilde{H}_{y,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - \tilde{H}_{y,j,k-1}^{n+\frac{1}{2}}] + \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta y} [\tilde{H}_{z,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - \tilde{H}_{z,j-1,k}^{n+\frac{1}{2}}] \\ \tilde{E}_{y,i,j,k}^{n+1} &= \tilde{E}_{y,i,j,k}^n - \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta X} [\tilde{H}_{z,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - \tilde{H}_{z,i-1,j,k}^{n+\frac{1}{2}}] + \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta Z} [\tilde{H}_{x,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - \tilde{H}_{x,i,j,k-1}^{n+\frac{1}{2}}] \\ \tilde{E}_{z,i,j,k}^{n+1} &= \tilde{E}_{z,i,j,k}^n - \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta y} [\tilde{H}_{x,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - \tilde{H}_{x,i,j-1,k}^{n+\frac{1}{2}}] + \frac{\Delta t}{\varepsilon \Delta X} [\tilde{H}_{y,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} - \tilde{H}_{y,i-1,j,k}^{n+\frac{1}{2}}]\end{aligned}$$

Expresiones deducidas de la ley de Faraday.

$$\begin{aligned}\tilde{H}_{x,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} &= \tilde{H}_{x,i,j,k}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta Z} [\tilde{E}_{y,i,j,k+1}^n - \tilde{E}_{y,i,j,k}^n] - \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} [\tilde{E}_{z,i,j+1,k}^n - \tilde{E}_{z,i,j,k}^n] \\ \tilde{H}_{y,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} &= \tilde{H}_{y,i,j,k}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta X} [\tilde{E}_{z,i+1,j,k}^n - \tilde{E}_{z,i,j,k}^n] - \frac{\Delta t}{\mu \Delta Z} [\tilde{E}_{x,i,j,k+1}^n - \tilde{E}_{x,i,j,k}^n] \\ \tilde{H}_{z,i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} &= \tilde{H}_{z,i,j,k}^{n-\frac{1}{2}} + \frac{\Delta t}{\mu \Delta y} [\tilde{E}_{x,i,j+1,k}^n - \tilde{E}_{x,i,j,k}^n] - \frac{\Delta t}{\mu \Delta X} [\tilde{E}_{y,i+1,j,k}^n - \tilde{E}_{y,i,j,k}^n]\end{aligned}$$

Expresiones deducidas de la ley de Ampère.

Esta es la forma básica de las expresiones en la que se considera elementos sin pérdidas, celdas de igual tamaño, materiales isotrópicos, entre otras simplificaciones. Para ampliar el rango de elementos simulables, se deben incluir sus efectos, como ya se comentó.

Se debe, por lo tanto calcular el valor de los campos en cada celda, para todas las celdas. El proceso debe ser repetido para los sucesivos incrementos temporales. Por lo tanto, se debe definir una situación inicial. En este caso, partimos de una estructura en donde todos los campos son nulos. Introducimos la excitación en el puerto. En cada iteración, dicha excitación se irá propagando a través de la estructura.

La energía introducida por la excitación debe propagarse hacia los límites del modelo (radiación), disiparse por efecto de las pérdidas de los materiales, reflejarse en el puerto de origen hacia la fuente o transmitirse hacia otro puerto de la estructura. Se considera que la simulación ha concluido cuando los valores de los campos han decaído más allá de un límite fijado con antelación.

De no decaer dicha energía, el modelo no es válido. El algoritmo no converge, por lo que los resultados de la simulación carecen de sentido. En el apartado 3.2 se indicará la condición matemática, así como ciertas reglas empíricas que garantizan la convergencia.

#### -Condiciones de frontera:

Caso especial es el de las celdas del límite del modelo de simulación. Para ellas, el cálculo del campo depende de las condiciones de frontera elegidas. Empire permite definir las siguientes condiciones:

- Muro eléctrico. Fuerza a cero al campo eléctrico tangencial. Este muro es equiparable a un conductor eléctrico perfecto. Se puede aplicar, además, si existe un plano de simetría en la estructura y las fuentes, de tal modo que el campo eléctrico sea perpendicular. Reduce considerablemente el tiempo de simulación respecto a otras condiciones de frontera.
- Muro magnético. Hace cero el campo magnético tangencial. Puede ser usado para los casos con simetría en los que el campo magnético es perpendicular. También permite reducir considerablemente el tiempo de simulación.
- Muro absorbente transversal. Válido cuando una onda se propaga hacia el muro, deseando una reflexión baja. Se calcula el campo en el límite a partir del campo de la celda adyacente y la velocidad de fase de la onda. Es necesario que exista las dos filas de celdas próximas al borde sean iguales en tamaño y material.
- Muro absorbente longitudinal. Muro absorbente complementario al anterior. Válido cuando la onda se propaga paralela al muro.
- Muro absorbente simple. Muro absorbente, válido para cualquier dirección de propagación.
- Capa adaptada. Absorbe todas las radiaciones que reciba el muro. Para ello, aplica sucesivas capas de conductividades eléctricas y magnéticas. Se puede controlar el número de éstas capas añadidas consiguiendo así menores reflexiones. Hay que tener presente que éstas capas son celdas adicionales que se añaden al modelo. Por lo tanto, un número elevado de éstas ralentiza considerablemente la simulación.

### 3.2. Convergencia del método.

Es necesario garantizar la estabilidad del algoritmo de Yee. El criterio impuesto relaciona el tamaño de celda con el máximo incremento de tiempo que se puede tomar. Para una estructura con discretizado uniforme (celdas de igual tamaño):

$$\Delta t < \frac{1}{c} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2}}}$$

Condición de estabilidad para discretizado uniforme.

Ahora bien, un discretizado uniforme no es eficiente. Cuantas más celdas se tomen, mayor será el tiempo de simulación. Además, un mayor número de variables exige mayores cantidades de memoria. Es por ello interesante disminuir en la medida de lo posible el número de celdas. Para ello, se puede tomar un tamaño de celda mayor en aquellas zonas en las que no sea necesario un nivel de detalle tan elevado en la descripción de la estructura a simular. Se toma pues una discretización no uniforme.

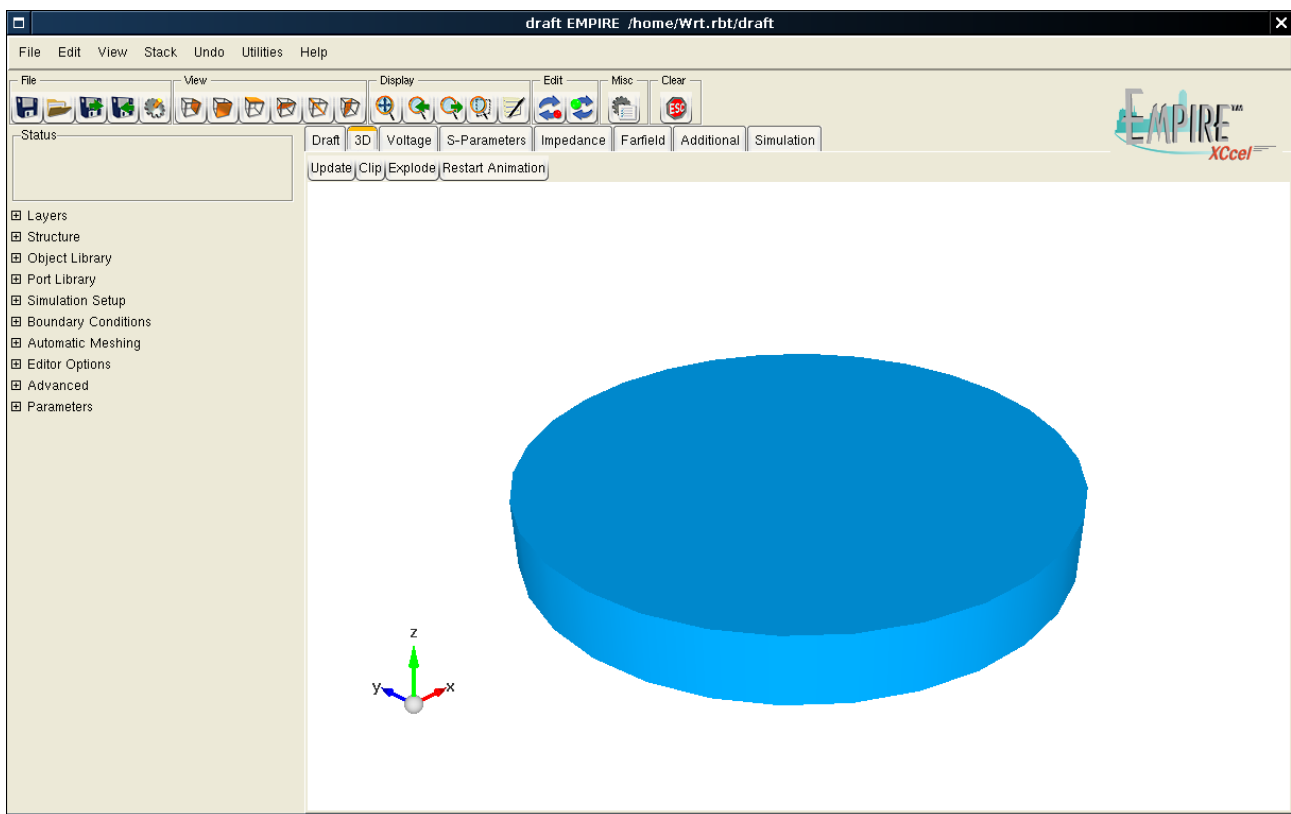


Figura 3.2: Vista 3D de un cilindro.



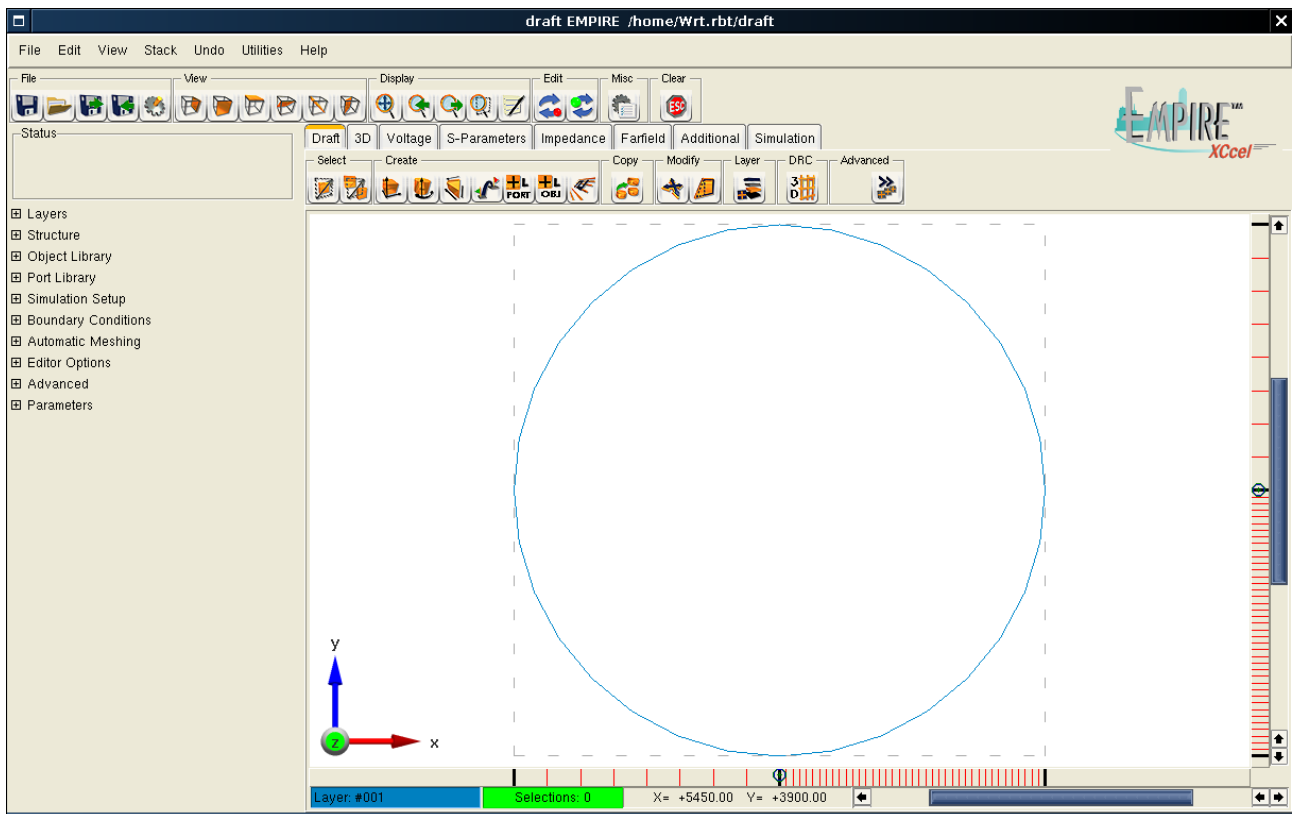


Figura 3.3: Vista 2D del editor. Nótese en los lados inferior e izquierdo las marcas que definen la discretización de la figura. En este caso, las celdas no tendrán tamaño uniforme. Habrá celdas no cuadradas.

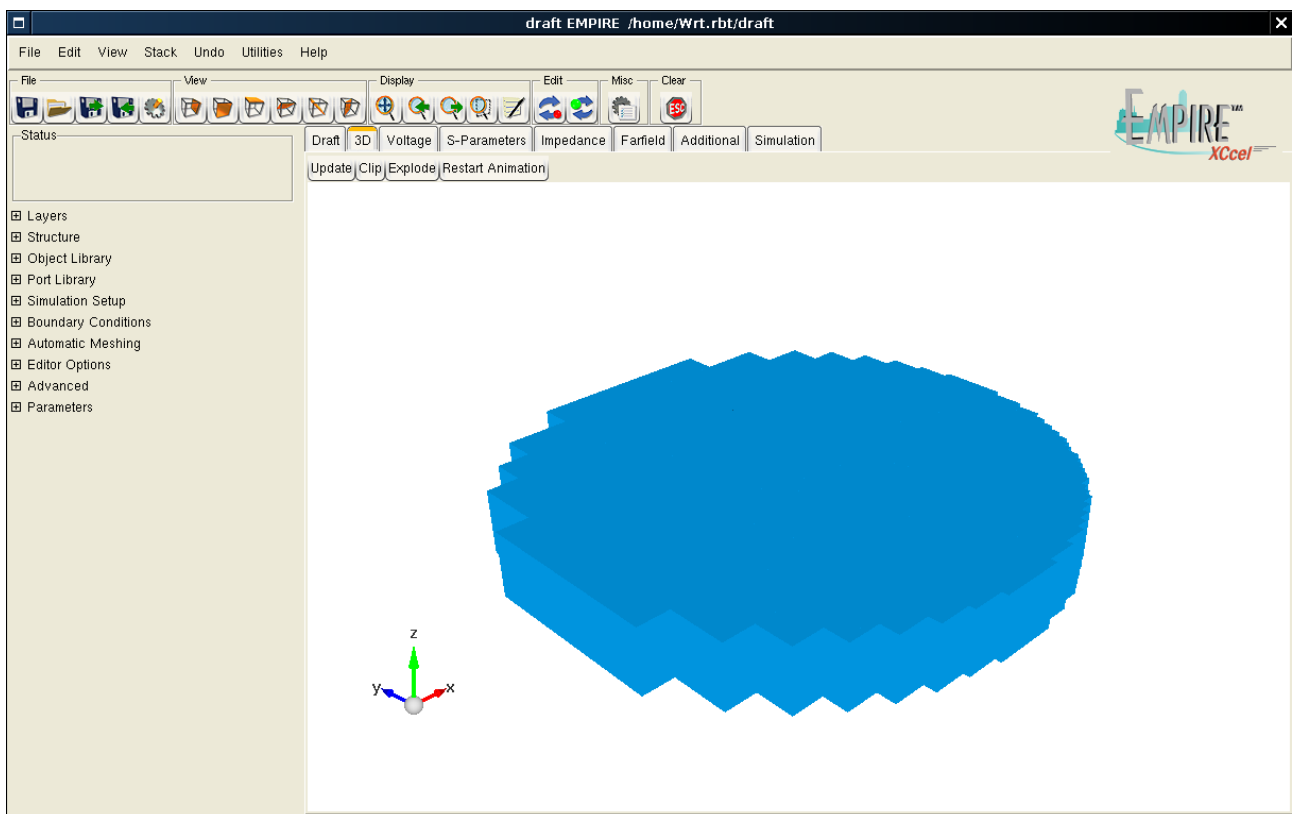


Figura 3.4: Vista 3D del cilindro no uniformemente discretizado, tal y como se observaba en la figura anterior.

Cuando la discretización no es uniforme, no hay un criterio analítico definido. Es una práctica empírica considerar el caso peor. Se aplica la expresión anterior tomando los incrementos más pequeños de los ejes X, Y y Z.

Empire XCcel <sup>TM</sup> controla por defecto el paso temporal.

Aún habiendo garantizado la convergencia, la exactitud del resultado depende de lo “bueno” o “malo” que sea el modelo simulado. Esto es, la estructura a simular discretizada, incluyendo las condiciones impuestas en los límites, puertos, etc puede dar lugar a unos resultados más o menos exactos. A continuación, varias reglas empíricas que deben tenerse en cuenta a la hora de desarrollar un modelo de simulación en Empire XCcel <sup>TM</sup>.

- Mantener al menos una distancia de  $\lambda/8$  entre las fuentes y los límites del modelo.
- Mantener un discretizado uniforme cerca de los límites del modelo. Es una buena práctica considerar al menos 5 celdas uniformes, entre el fin del volumen de interés y el límite de simulación, en cada eje.
- Para cada eje, el incremento de celda máximo no debe ser mayor a cincuenta veces el incremento más pequeño.
- Para cada eje, dos intervalos adyacentes no deberían superar el ratio 1:2.
- La longitud de onda más pequeña debe poder ser muestreada apropiadamente: Para ello, el mayor incremento de distancia de cualquier eje no debería ser superior a  $\lambda/10$ . Se debe considerar no simular muy por encima de la frecuencia de interés a fin de evitar un discretizado excesivamente exhaustivo que aumentase el tiempo de simulación.
- Se debería previsualizar el modelo generado tras el discretizado para verificar que cada objeto del modelo está debidamente representado. Un objeto que no tenga al menos una celda no será considerado en la simulación.
- Capas conductoras (ej: pistas impresas, planos de masa) pueden tener altura cero si se definen como conductores perfectos.
- Condiciones de frontera: En modelos en los que gran parte de la energía de la excitación es radiada es necesario controlar las reflexiones en los muros. En el caso de antenas, es necesario utilizar en las direcciones de radiación capas adaptadas.
- Condiciones de frontera: No se puede usar para el mismo modelo capas adaptadas y muros absorbentes.

Es necesario verificar que la energía de la estructura ha decrecido, tal y como se mencionó en la descripción del algoritmo. Empire muestra al usuario una salida en modo texto con los detalles de la simulación. Si dicha energía no ha decrecido suficientemente, al realizar los cálculos posteriores a la simulación nos avisará en la salida de texto de la ejecución. Dichos avisos serán resaltados con letra negra sobre fondo amarillo.

### 3.3. Otras alternativas.

La herramienta de simulación fue proporcionada por la compañía en donde fueron realizadas las prácticas. No obstante, inicialmente se consideraron otras alternativas a continuación descritas.

#### –Método de los Momentos:

En el Estudio Tecnológico, se estudió la aplicación del Método de los Momentos a la resolución de las ecuaciones de Maxwell. Si bien es cierto que este método permite resolver eficazmente estructuras electromagnéticas adolece de ciertos problemas:

- El método matemático exige invertir una matriz. Esta operación tiene excesivo coste computacional, que crece considerablemente con el número de fragmentos en los que se divide una estructura. Las antenas aquí descritas exigirían unos tiempos de simulación elevados.
- Para cada estructura se debe generar un código distinto. Ello exige un considerable esfuerzo para cada modelo, pues se debe codificar y depurar cada aplicación.
- El método exige validar resultados. Para ello, es necesario realizar sucesivas simulaciones en las que se juegue con el número de fragmentos en los que se divide la estructura. Se debe identificar zonas de convergencia y cotejar los resultados utilizando distintas excitaciones.

#### –Puma-EM:

Puma-EM es un software libre (licencia GNU/GPL) desarrollado por Idesbald Van den Bosch, de la Royal Military Academy de Bélgica. Fue desarrollado originalmente para calcular la sección radar de objetos, pero puede extenderse su aplicación al cálculo de diagramas de radiación e impedancias.

Una vez instalado, se ejecuta la aplicación mediante el script “run.sh”. Ésta no dispone de entorno gráfico. Para preparar la simulación, se edita manualmente en fichero “simulation\_parameters.py”. En éste se especifica la frecuencia, fichero en donde se describe la estructura, etc.

La estructura debe ser dibujada en otro programa independiente. Los resultados se guardan en formato texto dentro del subdirectorio “result”.

Como ventajas, cabe citar:

- Como todo software libre, se permite la copia, modificación, y redistribución mientras se consideren las fuentes originales.
- Es, por tanto, posible adaptar la aplicación a nuestras necesidades.

- El método exige validar resultados. Para ello, es necesario realizar sucesivas simulaciones en las que se juegue con el número de fragmentos en los que se divide la estructura. Se debe identificar zonas de convergencia y cotejar los resultados utilizando distintas excitaciones.
- Paralelizable: es posible indicar el número de hilos lanzados, pudiendo utilizarse varios procesadores a la vez.
- Eficiente implementación del método de los momentos. Ya probada.

Como inconvenientes:

- Carece de interfaz gráfica para editar la simulación. Es necesario utilizar un software de modelado 3D. Es necesario otro programa para representar las gráficas.
- No resuelve nativamente el cálculo de la impedancia. Es necesario adaptar la aplicación para resolver antenas.

Puma-EM no fue usado para ninguna simulación de este proyecto.

#### -Decisión Final:

Fue elegido el programa Empire XCcel <sup>TM</sup> principalmente por ser propiedad de IMST. En esta situación, codificar una aplicación del Método de los Momentos para cada estructura a simular resultaría poco práctico: gran parte del esfuerzo se iría en la codificación y, sobretodo, depuración del código.

Como punto débil, tan solo citar su entorno gráfico. El dibujo de estructuras se lleva a cabo en un entorno 2D. Se trabaja mediante capas de alturas y material definidas. Estructuras tridimensionales complejas deben ser creadas mediante adiciones o sustracciones de figuras más sencillas. Un operador con moderada visión espacial tan solo necesita practicar con los tutoriales incluidos para adquirir la destreza necesaria.

Es posible dibujar formas complejas o dependientes de varios parámetros mediante scripts python (deben copiarse al directorio del proyecto). Se puede previsualizar la estructura final en 3D. También es posible importar capas DXF, lo que permite trabajar con otras herramientas como AutoCAD <sup>TM</sup>.

Empire es muy versátil, ofreciendo al usuario control total en la discretización de la estructura, a diferencia de otros programas de simulación comerciales. Así mismo, también ofrece una amplia variedad de puertos con los que modelar las fuentes. Es posible definir distintas excitaciones, a fin de limitar el ancho de banda de simulación. Por encima de todo, es mucho más rápido en simulaciones tridimensionales que otras aplicaciones basadas en el método de los momentos.

Todas las simulaciones han sido realizadas con este programa.

## **4. Restricciones en la estructura.**

A continuación analizamos las imposiciones físicas. Éstas pueden venir desde el coordinador de proyecto o del proceso de fabricación. Las primeras surgen de la necesidad de incluir la antena en un prototipo del que no podemos modificar nada. En cuanto a las segundas, van fuertemente ligadas al coste final. Dentro del margen fabricable, exigir mayores precisiones supone una clase mejor y, por lo tanto, el fabricante impone unos costos mayores.

En último lugar, se darán unas indicaciones de orden práctico acerca del montaje de la estructura.

### **4.1. Estructura impuesta por el proyecto.**

A continuación analizamos las imposiciones físicas. Éstas se concretizan dando lugar a una topología determinada. Es descrita con detalle a continuación dado que será común a todos los diseños descritos en la presente memoria.

La antena es de tipo parche sobre plano de masa. La alimentación se realiza mediante una apertura en el plano de masa. En la otra cara de dicho plano, se alimenta la estructura mediante una línea Microstrip.

Tras consultar con el jefe de proyectos, se permitió una modificación que mejora considerablemente las prestaciones de la antena: justo encima de la apertura, la línea microstrip se confina en una cavidad, formada por un segundo plano de masa superior y varias paredes de vías. Con ésto reducimos considerablemente la potencia radiada en la dirección opuesta.

Las siguientes imágenes muestran diversas vistas de la estructura a fin de esclarecer la configuración de los elementos. Cabe mencionar que las imágenes no fueron tomadas de estructuras simuladas a fin de favorecer la vista de los detalles más significativos.

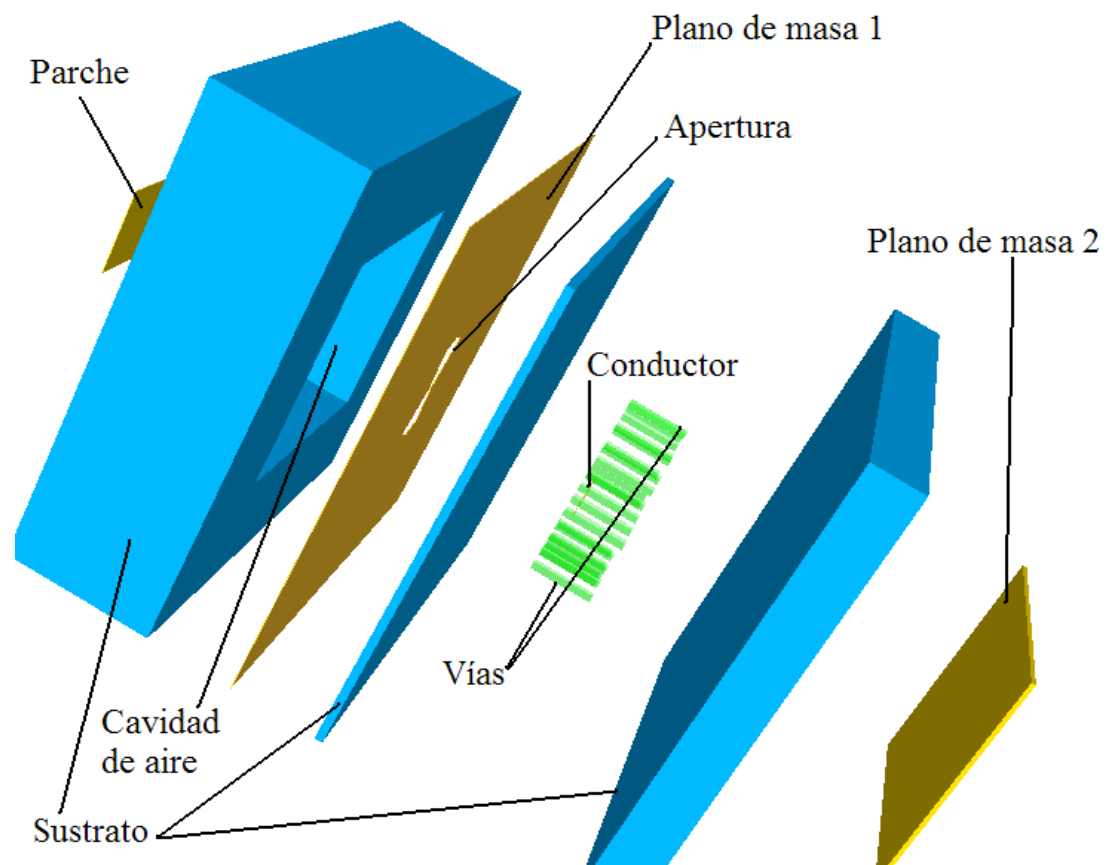


Figura 4.1: Vista explotada de la estructura.

Los dos planos de masa se encuentran eléctricamente conectado por las vías.

La cavidad fue sugerida por compañeros del proyecto, a fin de reducir pérdidas en el sustrato. Es necesario realizar un taladro pasante desde el exterior hasta la cavidad. De no hacerlo así, el material podría enfrentarse a estrés mecánico ante situaciones de cambio de presión.

En cuanto a los grosores, se indican en la siguiente tabla, siguiendo el orden de izquierda a derecha de la anterior figura:

Nombre	Material	Espesor (um)	Posición eje Z	Notas:
Parche	<i>Oro</i>	10	[1695, 1705]	-
Sustrato 1	<i>FR-4</i>	1700	[5, 1700]	$\epsilon_r = 3.5$
	<i>LTCC</i>	500	[5, 600]	$\epsilon_r = 7.4$
Cavidad Aire (Solo diseños con FR4)	<i>Aire</i>	1600	[5, 1600]	$\epsilon_r = 1$
Plano de Masa	<i>Oro</i>	10	[-5, 5]	-
Sustrato 2	<i>FR-4</i>	100	[-100, -5]	$\epsilon_r = 3.5$
	<i>LTCC</i>	100	[-100, -5]	$\epsilon_r = 7.4$
Conductor	<i>Oro</i>	10	[-105, -95]	-
Sustrato 3	<i>FR-4</i>	600	[-700, -100]	$\epsilon_r = 3.5$
	<i>LTCC</i>	600	[-700, -100]	$\epsilon_r = 7.4$
Plano de Masa 2	<i>Oro</i>	10	[-705, -695]	-

Tabla 4.1: Detalle de las capas de la estructura.

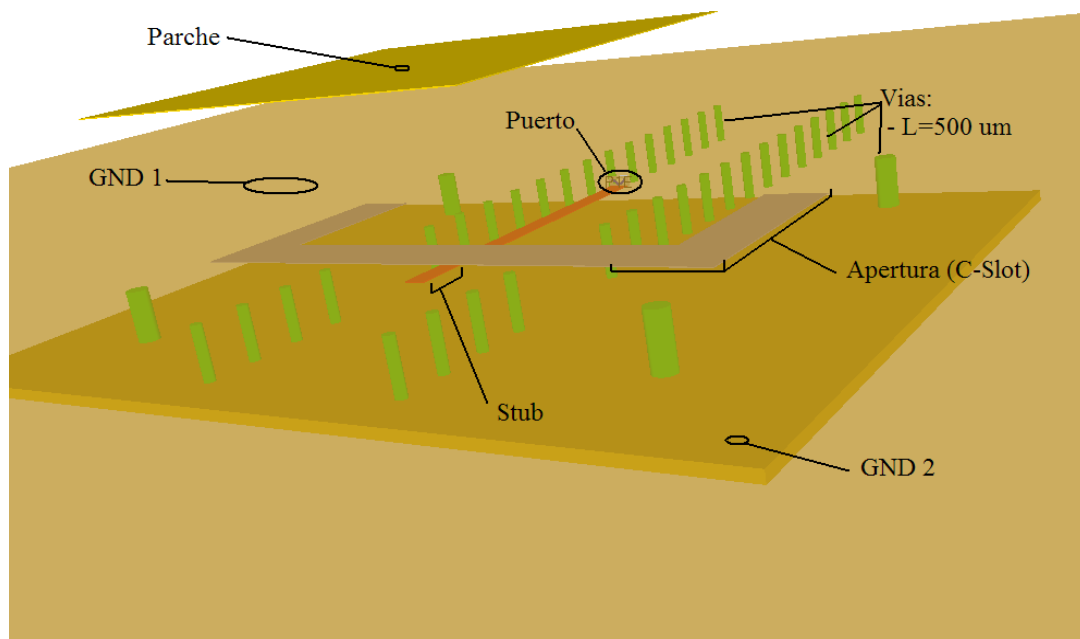


Figura 4.2: Detalle del conductor. Nótese el stub sobre la apertura en el plano de masa.

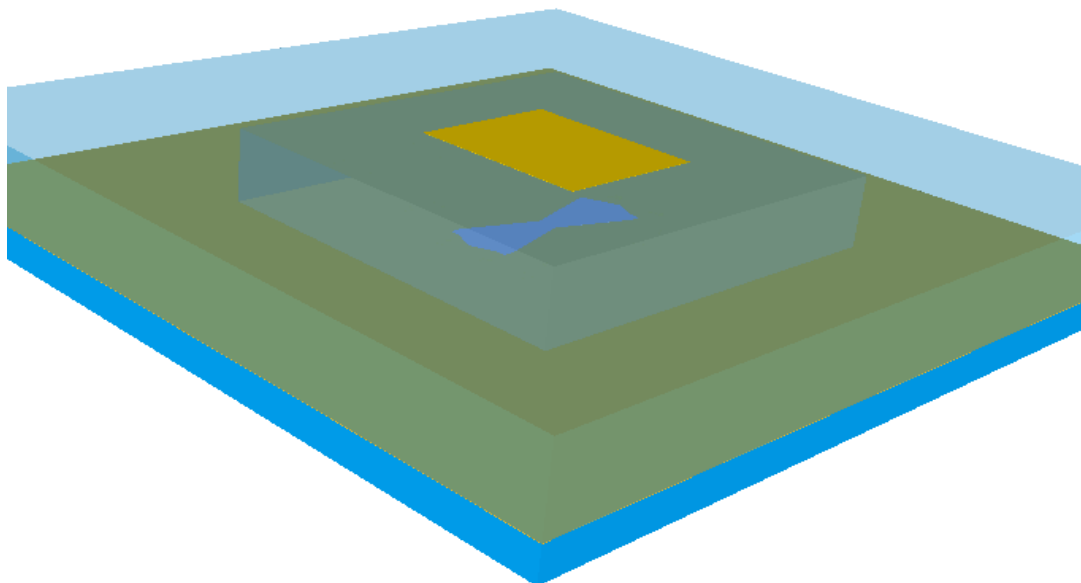


Figura 4.3: Detalle de la cara del parche. Vista con el sustrato translúcido. Se observa el parche sobre la cavidad de aire y la apertura en el plano de masa.

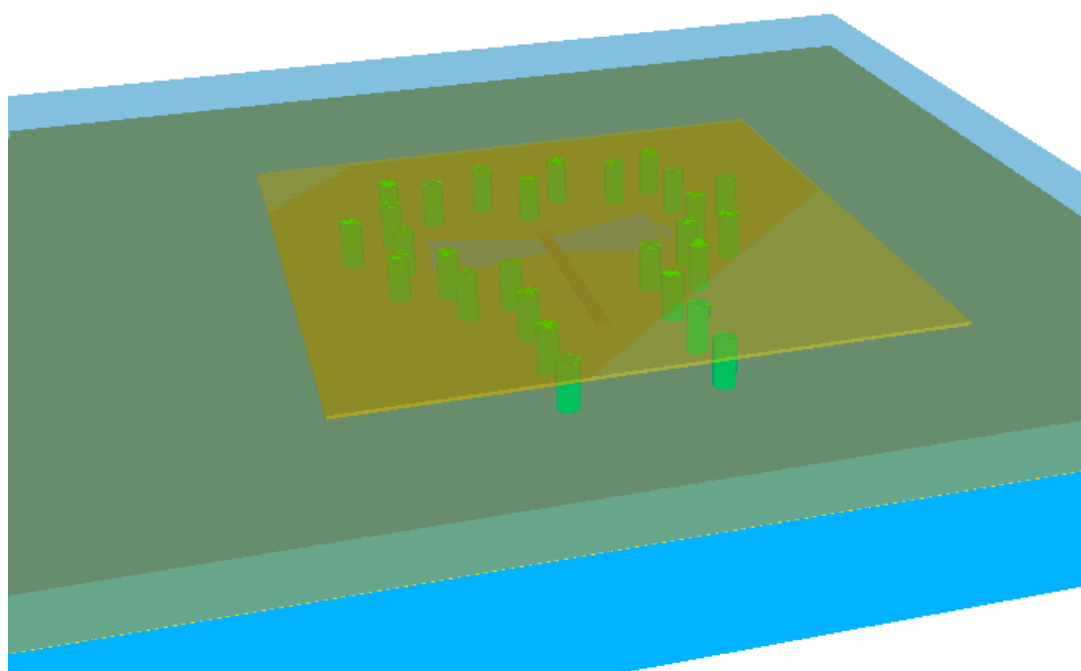


Figura 4.4: Detalle de la cara de alimentación. Vista con el sustrato y el segundo plano de masa translúcidos. Se observa la línea de alimentación sobre la apertura, rodeados por la pared de vías.



## 4.2. Límites de fabricación.

Salvo que se indique lo contrario, todos los resultados mostrados en la presente memoria se han obtenido de la simulación de estructuras que cumplen las restricciones de fabricación. Éstas dependen de factores como el material, el fabricante y, como ya se comentó, el coste deseado para el producto final.

Se presentará un diseño basado en sustrato LTCC y varios en FR-4. No obstante, las restricciones para los diseños serán las mismas. Éstas pueden resumirse en los siguientes puntos:

- Grosor mínimo de pista 100 micras, con una precisión de 5 a 10 %.
- Espesor de sustrato: en múltiplos de 100 micras.
- Espesor de capa conductora: 100 micras.
- Diámetros de vías: 100, 200 y 300 micras.
- Separación entre vías mínima: 500 micras para un diámetro de 100 micras. 750 micras para un diámetro de 300 micras.
- Gap mínimo entre pistas conductoras: 430 micras para FR-4, 100 micras para LTCC.
- Precisión al mecanizado de sustratos: 500 micras en eje X e Y.
- Error en el alineado de capas: eje X 100 micras. Eje Y: máximo 100 micras, deseable 50 micras (limita la alineación plano de masa con apertura y línea de alimentación, por cambios en la longitud del stub).

### - Notas sobre el montaje:

Para fabricar la antena, se debería imprimir el plano de masa 1 y el conductor sobre el correspondiente sustrato. Una vez realizado esto, se debería imprimir el parche y el plano de masa 2 en los correspondientes sustratos para, al final, ensamblarlo todo.

En cuanto a las vías, se asumen pasantes entre dos capas de sustrato (entre medias, estará el conductor). Sobre FR-4 es posible realizar dichas vías mediante un proceso de metalizado químico o taladrado con deposición de material conductor. Para ello, se deben realizar dichas vías antes de agregar el sustrato del parche.

También es posible sobre LTCC, pero es necesario apilar las vías. Para ello, se deben hacer en cada sustrato por separado. En este caso, es necesario dibujar una circunferencia de material conductor, con objeto de conectar eléctricamente las vías apiladas (ver siguiente imagen). No obstante, apilar vías puede no ser recomendable dado que durante el proceso de fabricación esto puede dar lugar a deformaciones en el material. Para más información, véase el anexo II, en donde se detalla dicho proceso.

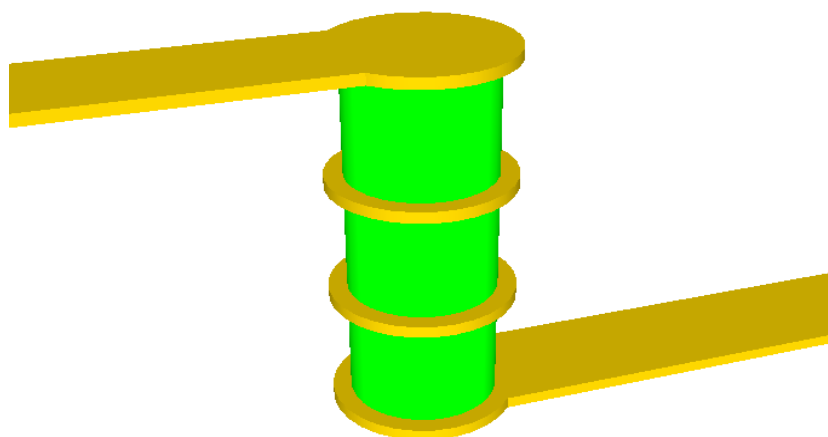


Figura 4.5: Detalle de tres vías apiladas. Se ha eliminado de la vista las tres capas de sustrato atravesadas. Debe realizarse en cada capa de conductor atravesada una isleta circular que garantice el contacto eléctrico entre vías.

## 5. Elemento simple

En este apartado mostraremos cinco diseños de elemento simple: un parche alimentado mediante una línea bifilar, un parche alimentado mediante una línea coaxial, un parche alimentado mediante apertura -fabricado en LTCC- y dos parches alimentados mediante apertura -*Control\_6* y *Control\_8*-, fabricados ambos en FR-4.

Durante la búsqueda de patrones de aperturas válidas se propusieron e investigaron nueve modelos, denominados en las notas de proyecto desde *Control\_1* a *Control\_9*.

El diseño en LTCC fue creado para probar la alimentación de parches mediante apertura en sustratos cerámicos. No obstante, solo uno ha sido optimizado hasta el punto de cumplir las especificaciones. Tal y como se podrá comprobar, el ancho de banda era considerablemente inferior a la de su homóloga en FR-4.

De las alimentaciones por línea bifilar y coaxial, así como la antena en LTCC presentaremos tan solo su diagrama de radiación y su gráfica de parámetros S. Nos extenderemos más con los diseños *Control\_6* y *Control\_8*, dado que las posteriores etapas de diseño se basan en estos dos candidatos.

### 5.1. Acoplo mediante línea bifilar.

Conectamos el parche a la línea Microstrip de la otra cara del plano de masa mediante una línea bifilar. Ésta consta de dos conductores. El de masa está unido tan solo al plano de masa. El otro une el conductor de la línea Microstrip con el parche, atravesando el plano de masa por una abertura.

La línea ha sido diseñada para presentar una impedancia de 50 ohmios. Dicha línea está compuesta por dos conductores dentro de un cilindro dieléctrico de permitividad 10.

$$Z_0 = \frac{\eta}{(2\pi)} \ln\left(\frac{d}{a}\right) \approx \frac{(138 \text{ } \Omega)}{\sqrt{(\epsilon_r)}} \log_{10}\left(\frac{d}{a}\right)$$

Cálculo de la impedancia de una línea bifilar. “d” es la separación entre los ejes de los conductores. “a” el radio de éstos.

Cabe mencionar que, tanto las dimensiones del parche, como su altura y el punto de alimentación han sido objeto de optimización.

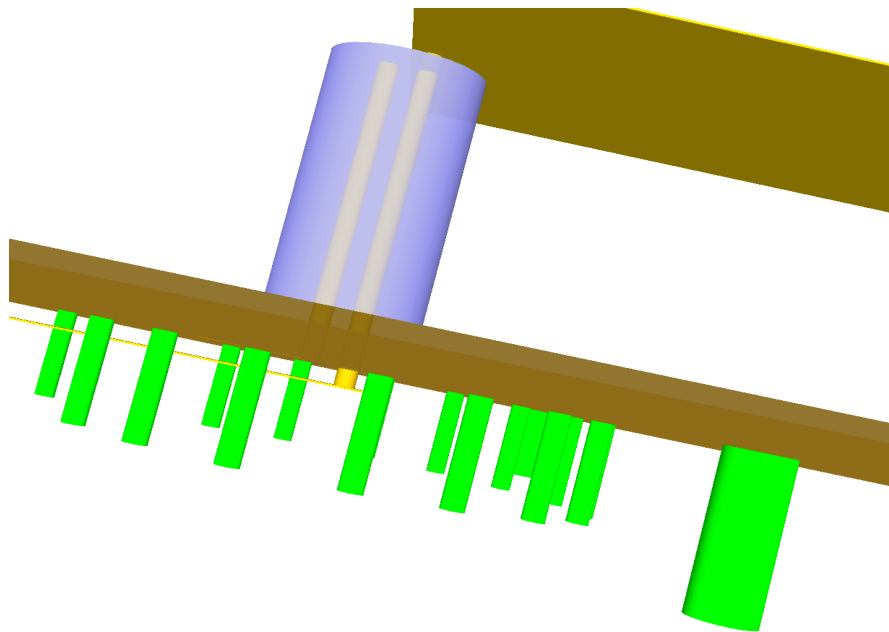


Figura 5.1: Parche alimentado por línea bifilar. Se aprecia en la parte superior el parche. En la cara inferior del plano de masa se aprecia la cavidad de vías. No se muestra el segundo plano de masa. Nótese el conductor de la línea bifilar que une la línea Microstrip con el parche (derecho).

En cuanto a los resultados:

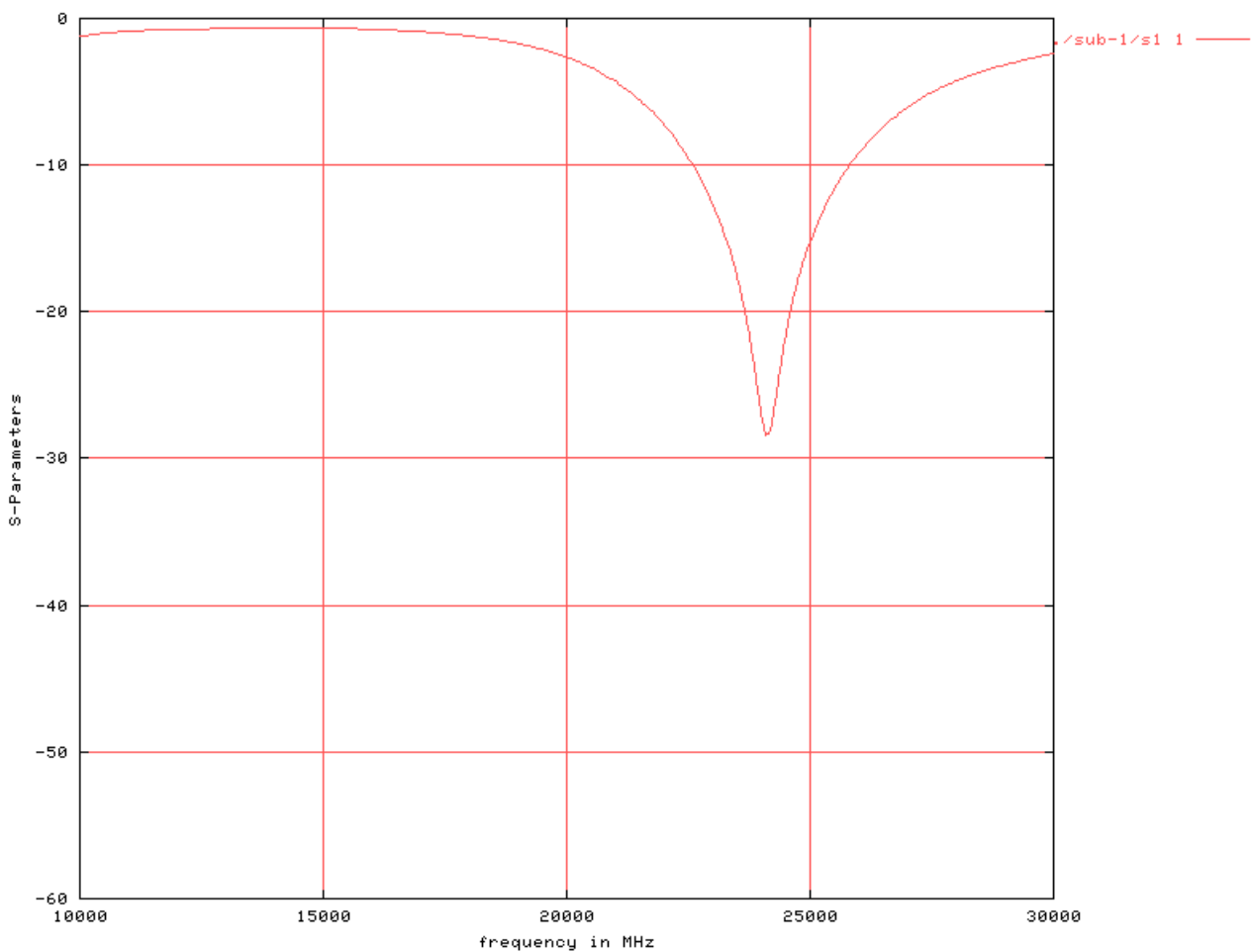


Figura 5.2: Parámetro S11 del parche alimentado por línea bifilar.

La frecuencia de corte ( $S_{11} < -10$  dB) inferior es 22.6 Ghz. La superior es 25.8 Ghz. El ancho de banda es, por tanto, de 3.2 Ghz, en cuanto al parámetro  $S_{11}$  se refiere. No se ha evaluado el diagrama de radiación para frecuencias distintas de 24 Ghz.

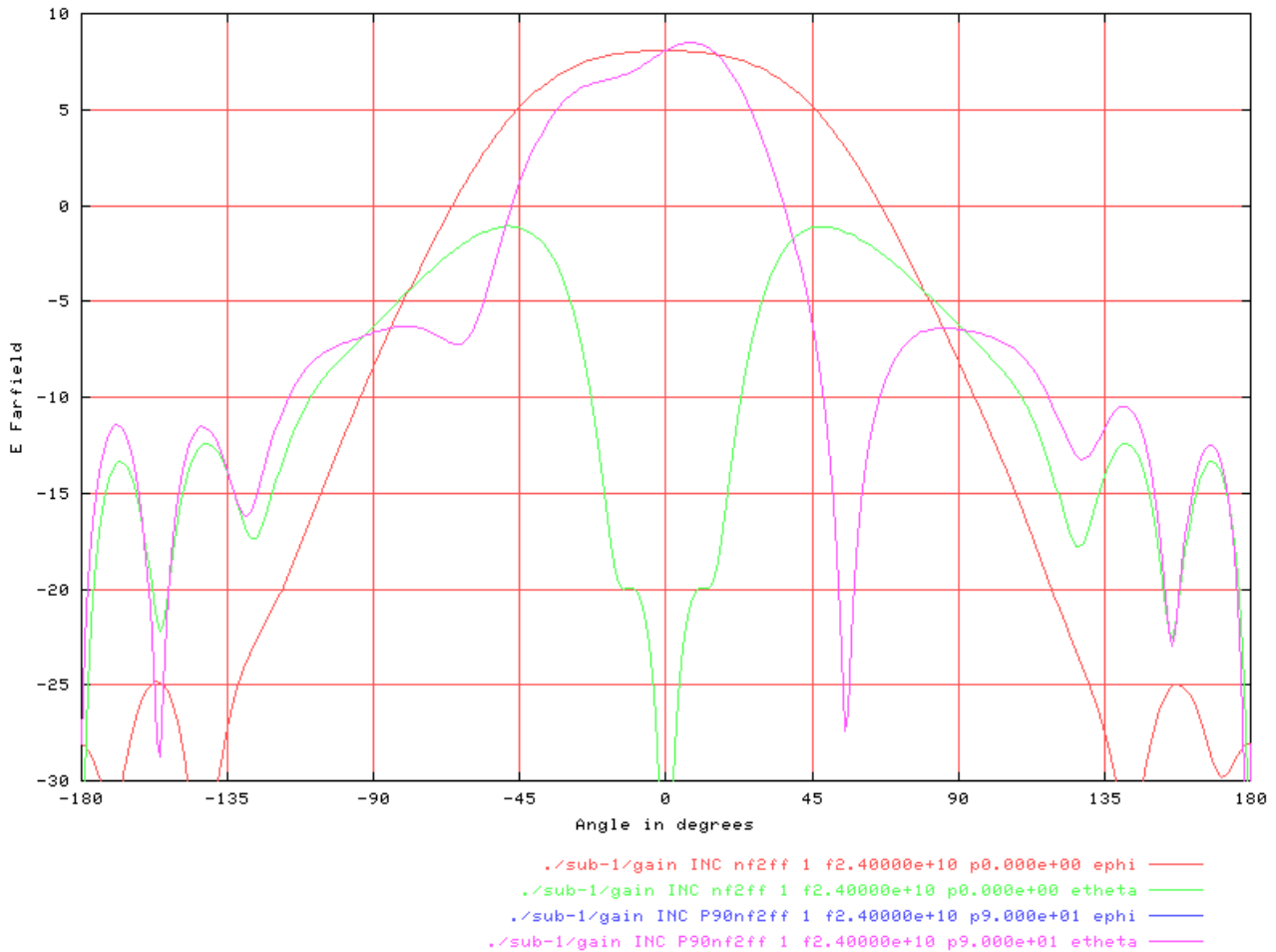


Figura 5.3: Ganancia del parche alimentado por línea bifilar para una frecuencia de 24 Ghz. Rojo: componente  $E_{phi}$  en el plano  $Y=0$ . Verde: Componente  $E_{theta}$  en el plano  $Y=0$ . Nótase cómo la polarización es lineal tan solo cerca de la dirección normal al parche. Rosa: Componente  $E_{theta}$  en el plano  $X=0$ .

La dirección de máxima ganancia no es la normal de la superficie del parche.

## 5.2. Acoplo mediante línea coaxial.

Conectamos el parche a la línea Microstrip de la otra cara del plano de masa mediante una línea coaxial. Ésta consta de dos conductores coaxiales. La camisa está unida al plano de masa. El conductor central une el conductor de la línea Microstrip con el parche, atravesando el plano de masa por una abertura.

La línea ha sido diseñada para presentar una impedancia de 50 ohmios. Para diseñar la línea hay que determinar los radios del conductor interno y externo, así como la permitividad elegida para el dieléctrico existente entre ambos.

$$Z_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \ln \frac{D}{d} \approx \frac{138\Omega}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \frac{D}{d}$$

Cálculo de la impedancia de una línea bifilar. “D” es el radio del conductor externo. “d” el radio del conductor interno.

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln(D/d)} = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln(D/d)}; L = \frac{\mu}{2\pi} \ln(D/d) = \frac{\mu_0\mu_r}{2\pi} \ln(D/d)$$

Inductancia y capacitancia de la línea.

$$f_c = \frac{1}{\pi \left( \frac{D+d}{2} \right) \sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{c}{\pi \left( \frac{D+d}{2} \right) \sqrt{\mu_r\epsilon_r}}$$

Frecuencia de corte de la línea coaxial. Debe garantizarse que la frecuencia de trabajo está dentro del ancho de banda de la estructura.

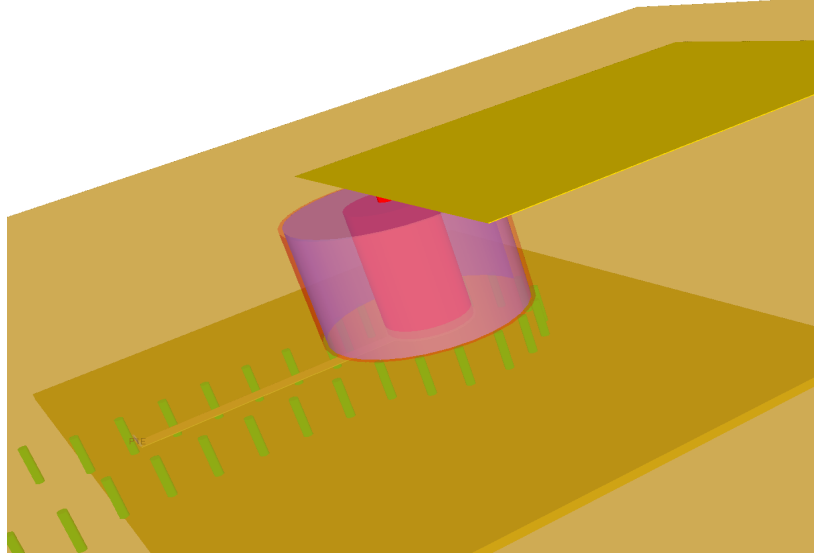


Figura 5.4: Parche alimentado por línea coaxial. En la parte superior, el parche, alimentado por el conductor central. El plano de masa se aprecia translúcido. Debajo, el segundo plano de masa, que junto con las vías envuelve a la línea Microstrip.

Cabe mencionar que, tanto las dimensiones del parche, como su altura y el punto de alimentación han sido optimizados. Nótese que el diámetro del conductor central es considerable respecto al tamaño del parche. Para evitar problemas derivados, dicho conductor presenta un estrechamiento justo antes de conectar con el parche. La conexión con la línea microstrip se realiza mediante un pad de tamaño suficiente, no estrechando el alma de la línea.

En cuanto a los resultados obtenidos:

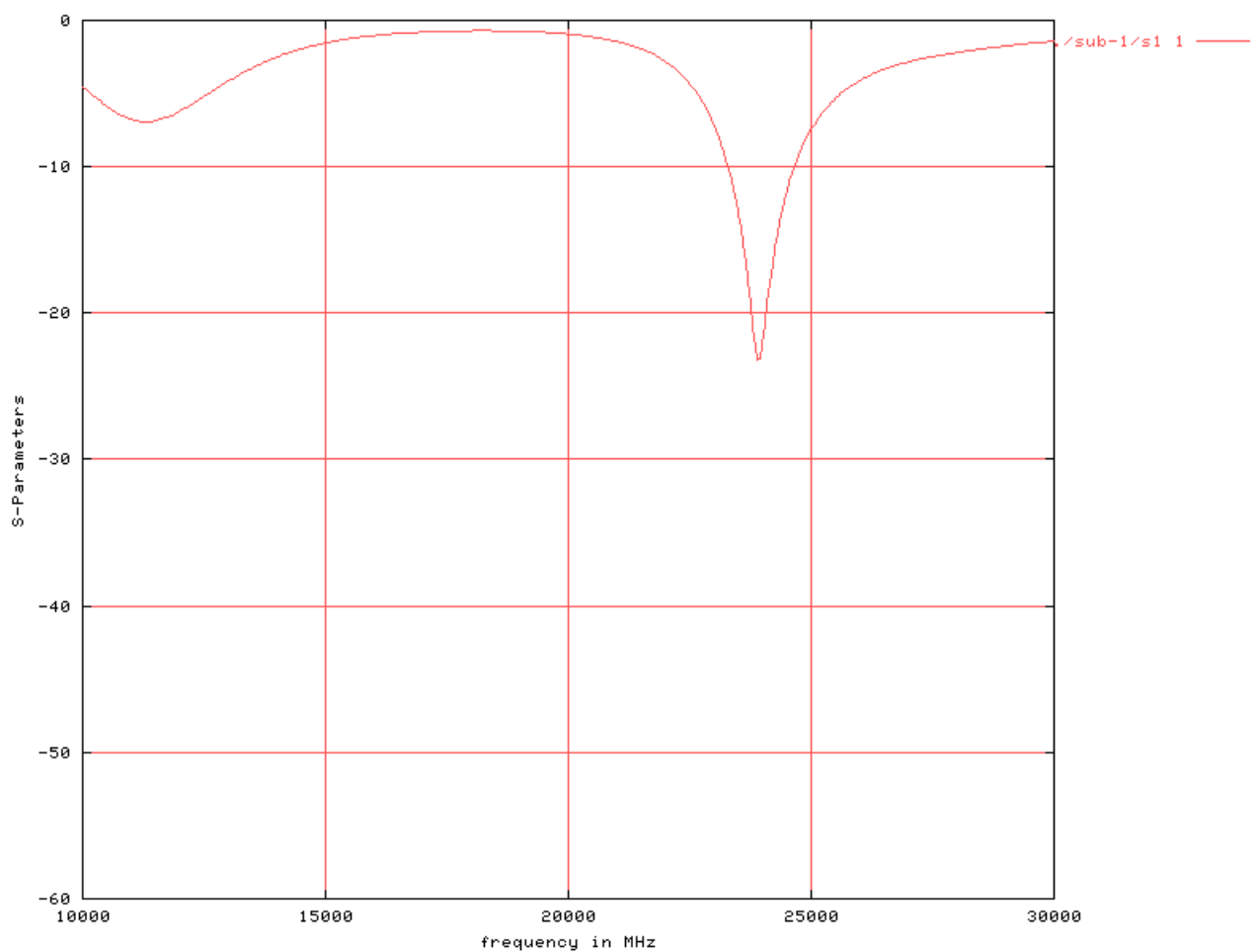


Figura 5.5: S11 del parche alimentado por línea coaxial.

La frecuencia de corte ( $S_{11} < -10$  dB) inferior es 23.3 Ghz. La superior es 24.6 Ghz. El ancho de banda es, por tanto, de 1.3 Ghz, en cuanto al parámetro S11 se refiere. No se ha evaluado el diagrama de radiación para frecuencias distintas de 24 Ghz.

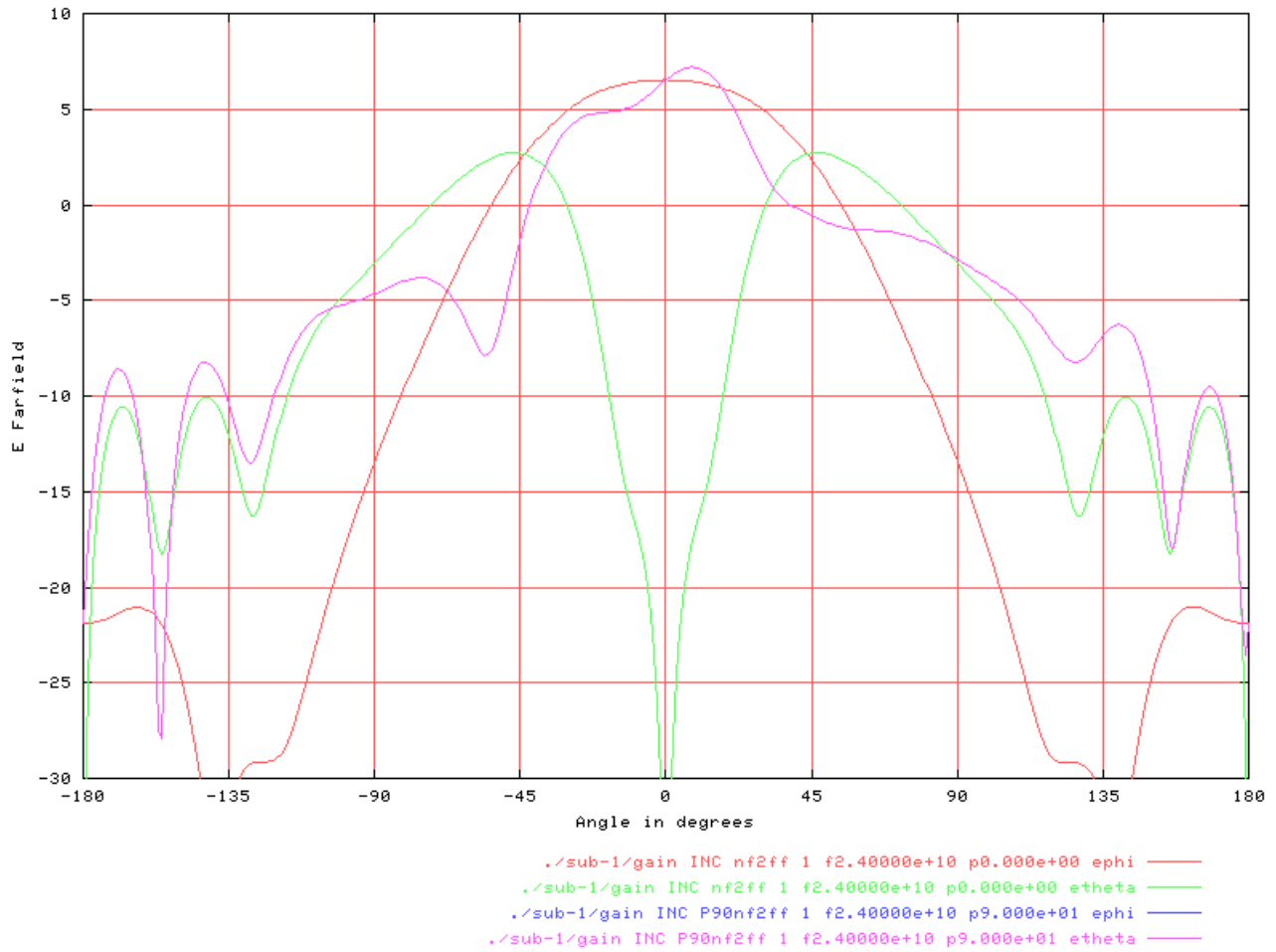


Figura 5.6: Ganancia del parche alimentado por línea coaxial para una frecuencia de 24 Ghz. Rojo: componente  $E_{\phi}$  en el plano  $Y=0$ . Verde: Componente  $E_{\theta}$  en el plano  $Y=0$ . Nótese cómo la polarización es lineal tan solo cerca de la dirección normal al parche. Rosa: Componente  $E_{\theta}$  en el plano  $X=0$ .

De nuevo, la dirección de máxima ganancia no es la normal de la superficie del parche.

### 5.3. Acoplo mediante ranura en plano de masa.

Se espera que el ancho de banda conseguido con apertura sea sensiblemente mayor al obtenido en los dos modelos anteriores.



### 5.3.1. Diseño basado en LTCC.

Este modelo ha sido tan solo parcialmente optimizado. La posición de las vías no ha sido ajustada a las restricciones de fabricación de LTCC. Es tan solo una prueba de concepto.

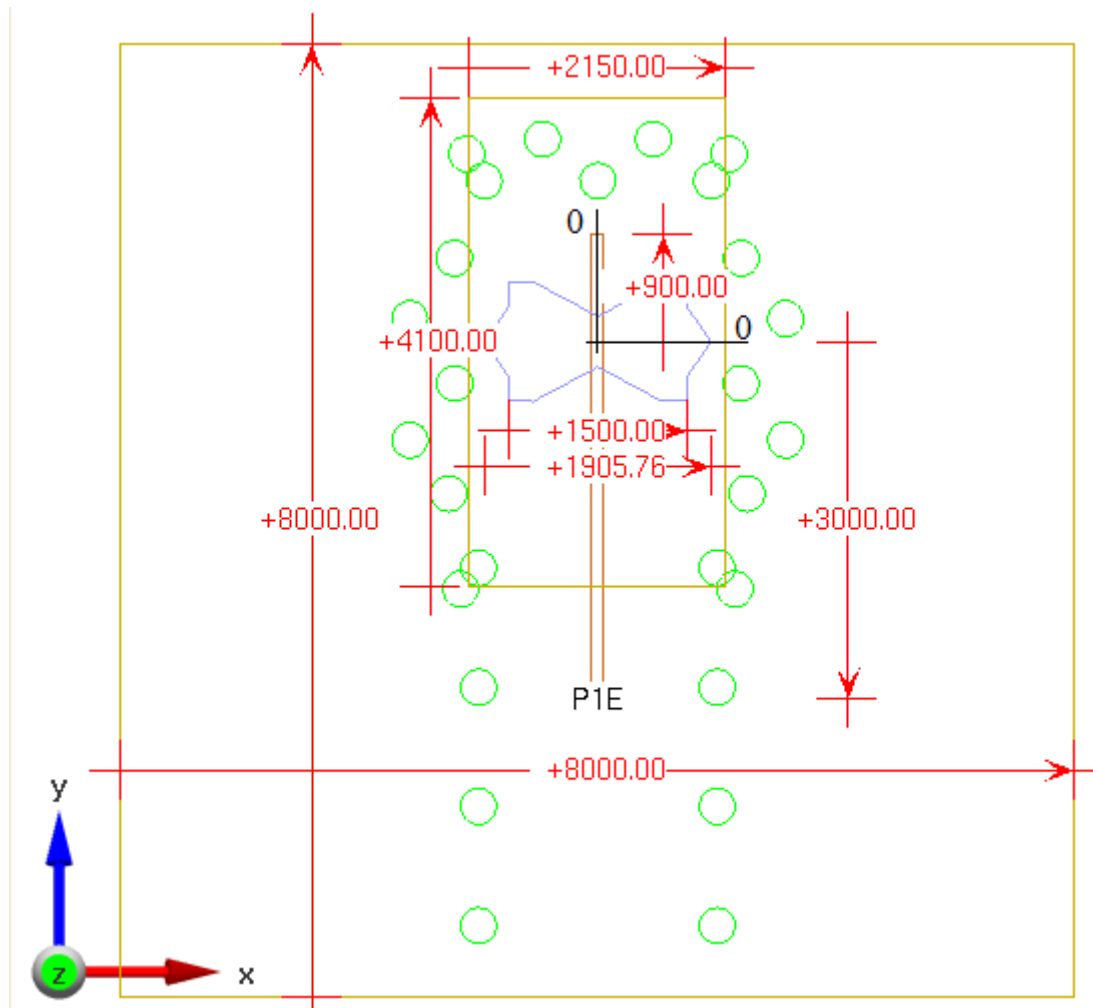


Figura 5.7: Diseño en LTCC. Vista esquemática de la planta (Plano XY). Marcado el origen de coordenadas como el punto de corte de dos rectas negras perpendiculares.

El grosor del conductor de la línea microstrip es de 100 micras. Se aprecian, además, el parche (2150x4100 micras), el segundo plano de masa (8000x8000), la pared de vías (verdes) y la apertura en el plano de masa (azul).

El diseño está basado completamente en *Control\_6*, a continuación explicado. La apertura es un escalado de la apertura de *Control\_6*. La cavidad aquí mostrada es el resultado de escalar con el mismo ratio la cavidad de vías de *Control\_6*.

En cuanto a los resultados obtenidos:

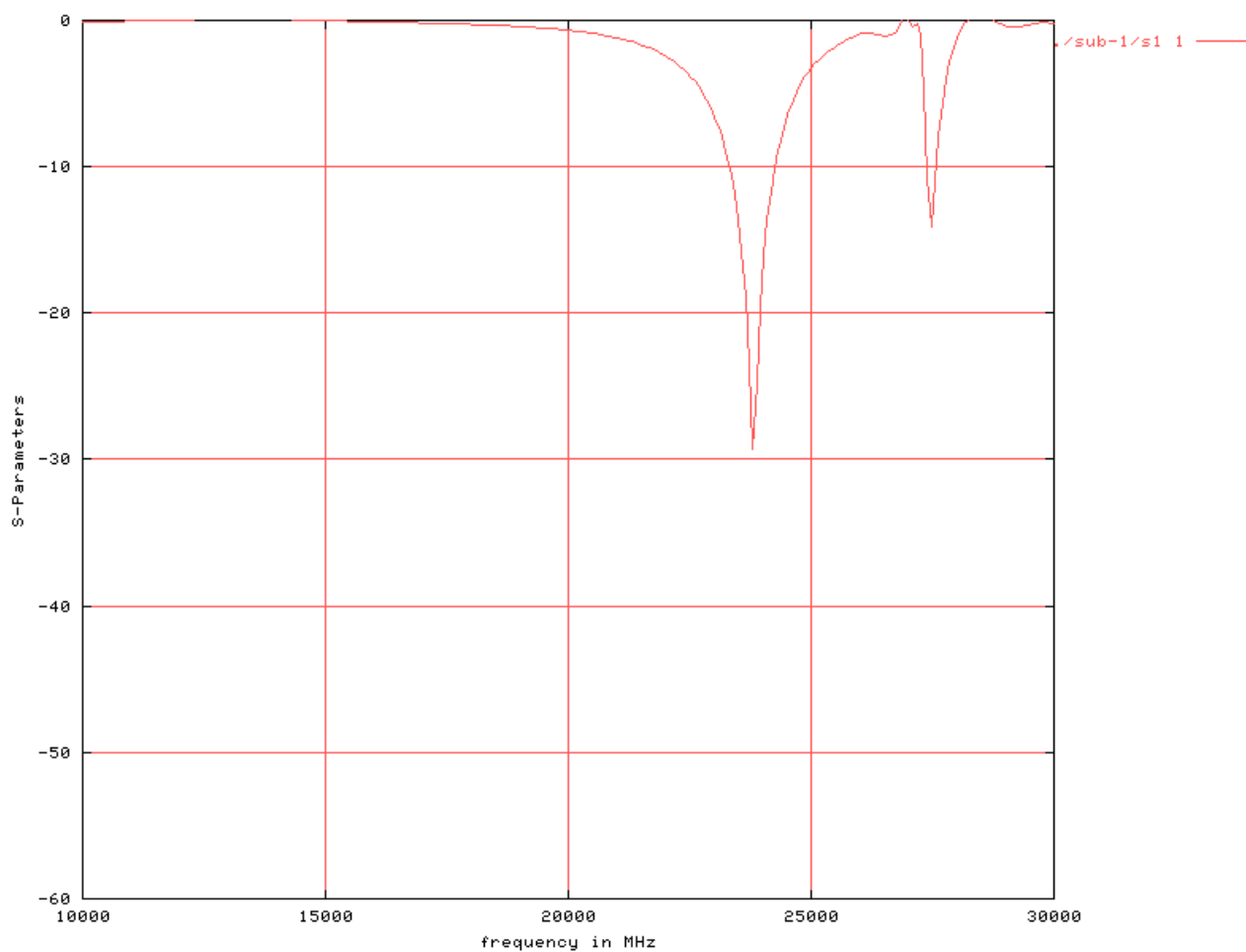


Figura 5.8: Parámetro S11 de la antena fabricada con LTCC.

Utilizando los cursores en el programa de simulación obtenemos lo siguiente:

<b>Tipo</b>	<b>Frecuencia Corte Inferior (Ghz)</b>	<b>Frecuencia Corte Superior (Ghz)</b>	<b>Frecuencia Central (Ghz)</b>	<b>Ancho de Banda (Ghz)</b>
Antena en LTCC	23.32	24.26	23.79	0.94

Tabla 5.1: Ancho de banda del diseño basado en LTCC.

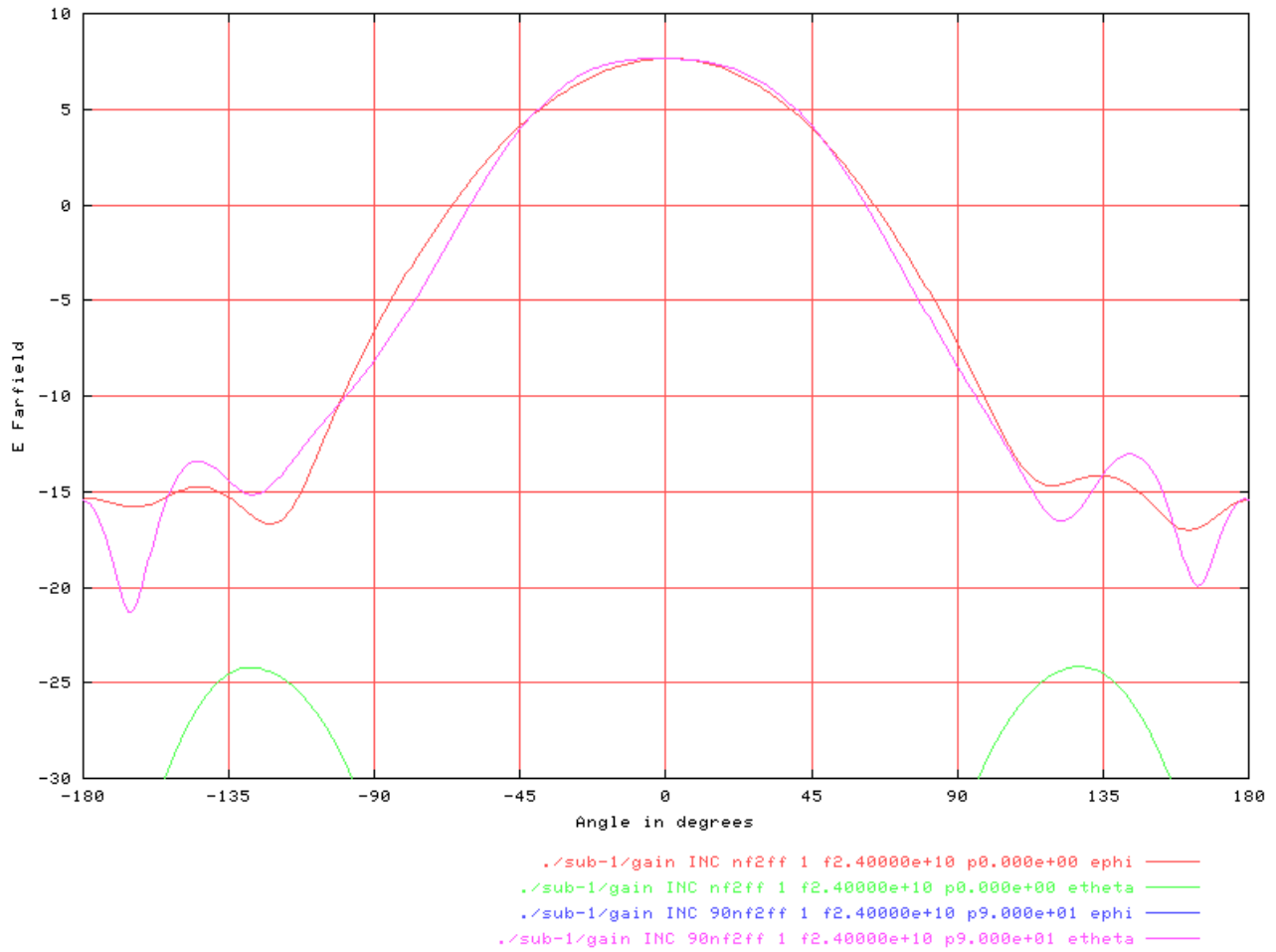


Figura 5.9: Ganancia de la antena fabricada con LTCC. Rojo: componente  $E_{phi}$  en el plano  $Y=0$ . Verde: Componente  $E_{theta}$  en el plano  $Y=0$ . Rosa: Componente  $E_{theta}$  en el plano  $X=0$ .

### 5.3.2. Primer diseño candidato: Control 6.

Este fue el primer diseño que cumplía con las prestaciones esperadas en cuanto a ganancia máxima, acoplo y diagrama de radiación. Es característico de éste la cavidad compuesta con vías en forma -aproximada- de cardioide (corazón).

### 5.3.2.1. Descripción.

En la siguiente figura se muestra un detalle de la planta del diseño Control\_6.

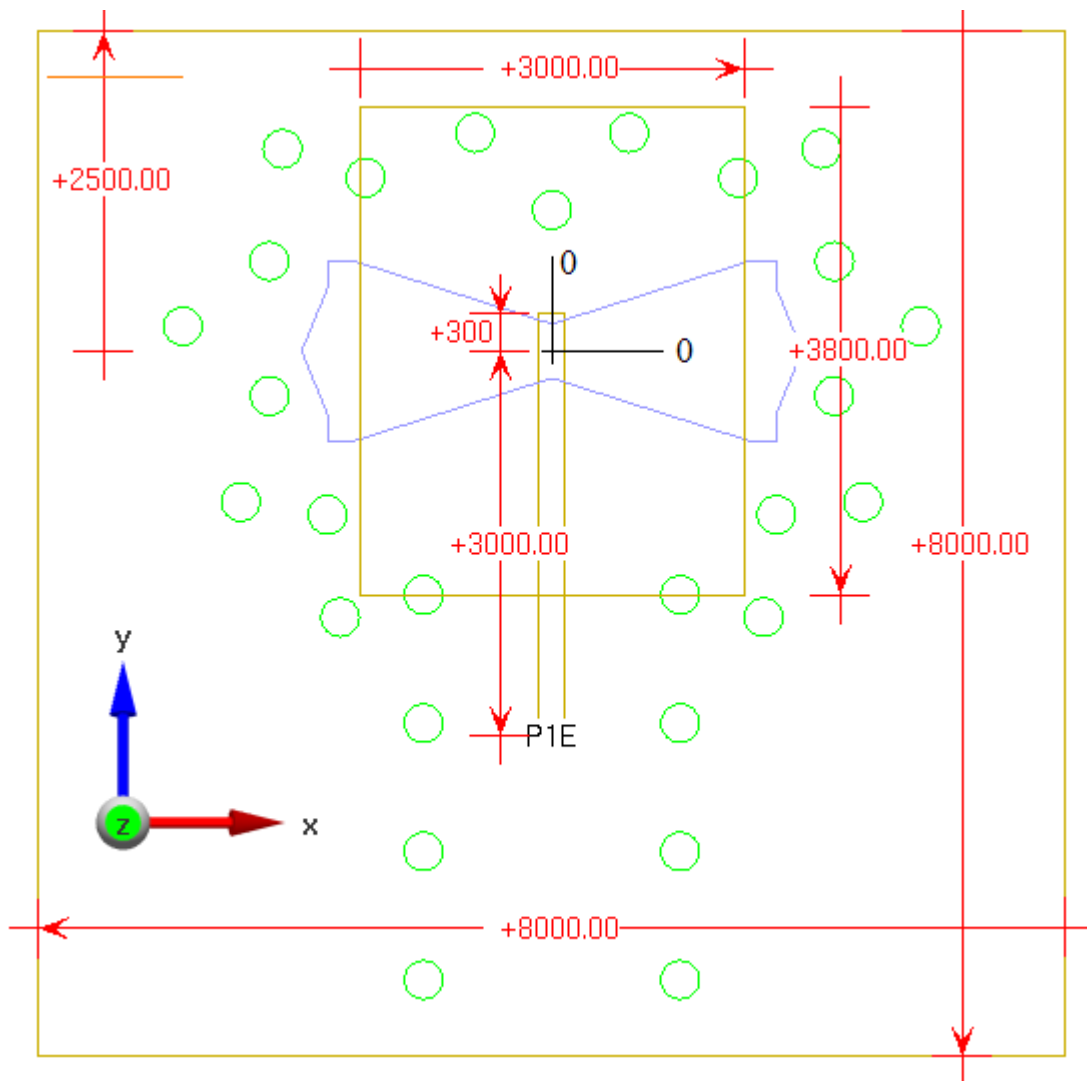


Figura 5.10: Control\_6. Vista esquemática de la planta (Plano XY). Marcado el origen de coordenadas como el punto de corte de dos rectas negras perpendiculares.

Se pueden observar las vías y la apertura en el plano de masa (más adelante descrita), el segundo plano de masa (medidas 8000x8000 micras), el parche (3000x3800 micras) y el conductor (pista de 200 micras de grosor) que alimenta a la apertura.

No se muestra aquí la cavidad de aire. El plano de masa y los sustratos tienen un tamaño de 30x30 milímetros. Situados sobre el plano XY, están centrados en el origen.

Nótese que el eje Y es eje de simetría de toda la estructura.

En la siguiente tabla se describen las distintas capas que componen este diseño.

Nombre	Material	Espesor (um)	Posición eje Z	Notas:
Parche	<i>Oro</i>	<i>10</i>	<i>[1695, 1705]</i>	
Sustrato 1	<i>FR-4</i>	<i>1700</i>	<i>[5, 1700]</i>	$\epsilon_r = 3.5$
Cavidad Aire	<i>Aire</i>	<i>1600</i>	<i>[5, 1600]</i>	$\epsilon_r = 1$
Plano de Masa	<i>Oro</i>	<i>10</i>	<i>[-5, 5]</i>	
Sustrato 2	<i>FR-4</i>	<i>100</i>	<i>[-100, -5]</i>	$\epsilon_r = 3.5$
Conductor	<i>Oro</i>	<i>10</i>	<i>[-105, -95]</i>	
Sustrato 3	<i>FR-4</i>	<i>600</i>	<i>[-700, -100]</i>	$\epsilon_r = 3.5$
Plano de Masa 2	<i>Oro</i>	<i>10</i>	<i>[-705, -695]</i>	

Tabla 5.2: Espesores de las capas de Control\_6.

-Vías:

Describimos las vías mediante las coordenadas de su centro y su radio. Existe simetría sobre el eje Y. Es por ello que solo aparecen descritas la mitad de las vías.

	Diámetro (um)	Posición (X,Y)	Notas sobre el posicionado
Vía 1	<i>300</i>	<i>(-1000,-4900)</i>	<i>Precisión de 200 um en eje X</i>
Vía 2	<i>300</i>	<i>(-1000,-3900)</i>	<i>Precisión de 200 um en eje X</i>
Vía 3	<i>300</i>	<i>(-1000,-2900)</i>	<i>Precisión de 200 um en eje X</i>
Vía 4	<i>300</i>	<i>(-1000,-1900)</i>	<i>Precisión de 200 um en eje X</i>
Vía 5	<i>300</i>	<i>(-1650,-2075)</i>	<i>Baja precisión necesaria</i>
Vía 6	<i>300</i>	<i>(-1750,-1275)</i>	<i>Precisión de 100 um en eje Y</i>
Vía 7	<i>300</i>	<i>(-2425,-1175)</i>	<i>Baja precisión necesaria</i>
Vía 8	<i>300</i>	<i>(-2200,-350)</i>	<i>Precisión 100 um en ambos ejes</i>
Vía 9	<i>300</i>	<i>(-2875,+175)</i>	<i>Baja precisión necesaria</i>
Vía 10	<i>300</i>	<i>(-2200,+700)</i>	<i>Precisión 100 um en ambos ejes</i>
Vía 11	<i>300</i>	<i>(-2100,+1575)</i>	<i>Baja precisión necesaria</i>
Vía 12	<i>300</i>	<i>(-1450,+1350)</i>	<i>Precisión de 100 um en eje Y</i>
Vía 13	<i>300</i>	<i>(-600,+1700)</i>	<i>Baja precisión necesaria</i>
Vía 14:	<i>300</i>	<i>(0,+1100)</i>	<i>Precisión de 100 um en eje Y</i>

Tabla 5.3: Posición de las vías en el diseño Control\_6.

-Apertura en el plano de masa:

La apertura tiene dos ejes de simetría: X e Y. Es por ello que solo se necesitan cinco puntos para describirla completamente.

	<b>Posición (X,Y)</b>	<b>Notas sobre el posicionado</b>
Punto 1	$(0, +210)$	<i>Precisión alta.</i>
Punto 2	$(+1550, +700)$	<i>Precisión 50 um</i>
Punto 3	$(+1750, +700)$	<i>Precisión 50 um</i>
Punto 4	$(+1750, 475)$	<i>Precisión 50 um</i>
Punto 5	$(+1950, 0)$	<i>Precisión 50 um</i>

Tabla 5.4: Apertura del diseño *Control\_6*. Descripción por puntos.

–Cavidad de aire:

Su planta está sobre el plano de masa. Centrada en el origen, es un cuadrado de 8000x8000 micras. Tal y como ya se ha comentado, la altura de la cavidad de aire es de 1600 micras.

### 5.3.2.2. Parámetros de ajuste.

Tras las sucesivas optimizaciones se ha observado que es posible ajustar el comportamiento de la antena jugando con ciertos parámetros.

- Largo del parche: Frecuencia de trabajo.
- Ancho del parche: Impedancia. Ajustándolo correctamente podemos conseguir que la mayor parte de la potencia fluya desde el lado de la alimentación al del parche.
- Altura del parche sobre el plano de masa: Usamos una altura considerable para poder conseguir un ancho de banda elevado. Si el parche queda demasiado cerca de la apertura, se reflejará casi toda la potencia.
- Dimensión X de la apertura (largo). Ajusta la frecuencia central. Es posible aumentar dicha frecuencia reduciendo el tamaño de la apertura, pero el ancho de banda se reduce notablemente.
- Dimensión Y de la apertura. Se debe optimizar. No es buena para ajustar parámetros.
- Vías: Las cavidad ha sido diseñada pareja a pareja de vías, optimizando en sucesivas simulaciones la posición de éstas. No es recomendable modificar su posición relativa a la apertura.
- Longitud del Stub: permite mejorar la adaptación de la antena. Un cambio de 50 micras es perceptible en la curva del parámetro S11.

### 5.3.2.3. Características.

A continuación, los resultados obtenidos para este diseño.

–Diagrama de radiación:

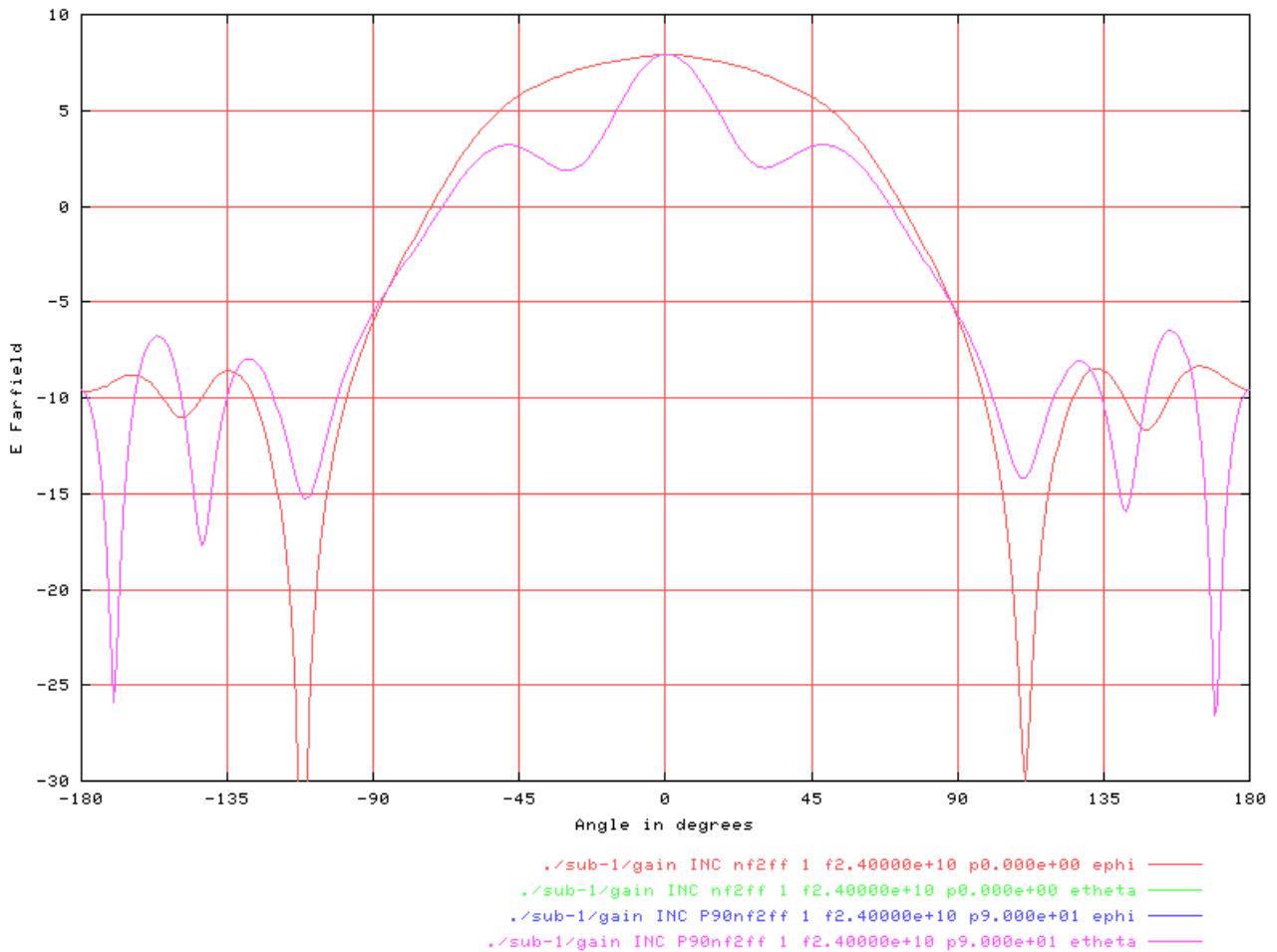


Figura 5.11: Ganancia del diseño *Control\_6*. Cavidad: 8000x8000x1600 micras. Rosa: Componente  $E_{theta}$  en el plano  $X=0$ . Rojo: componente  $E_{phi}$  en el plano  $Y=0$ . Las componentes contrapolares no aparecen en la gráfica por ser inferiores a -30 dB.

La ganancia máxima es de 7.9 dB. El rizado de la componente  $E_{theta}$  sobre el plano  $X=0$  no es preocupante. Puede ser eliminada bien jugando con el plano de masa bien en etapas posteriores de diseño, cuando se considere el uso de este elemento en una fila de parches.

–Parámetro S11:

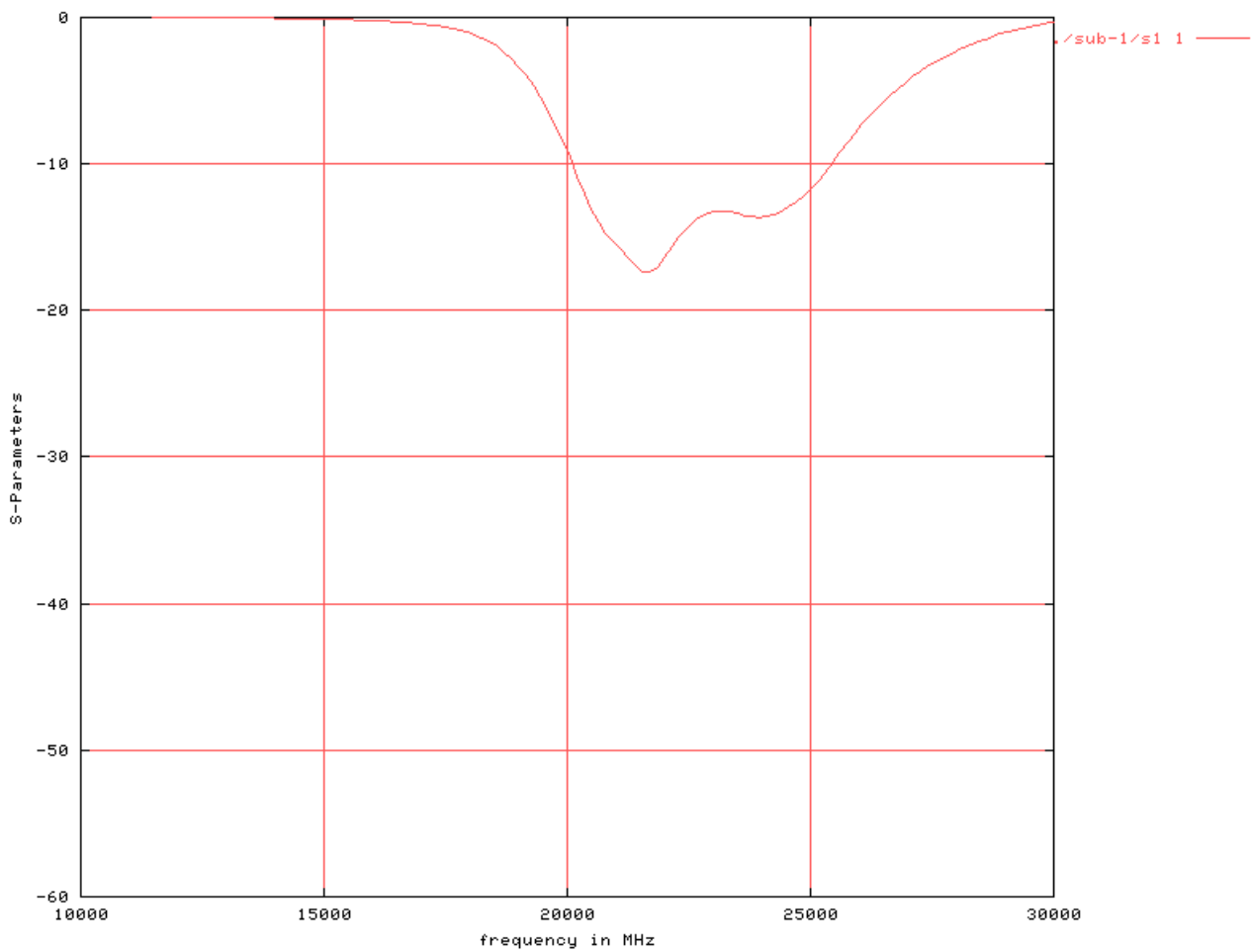


Figura 5.12: parámetro S11 del diseño *Control\_6*. Cavity: 8000x8000x1600 micras.

Utilizando los cursores en el programa de simulación obtenemos lo siguiente:

Tipo	Frecuencia Corte Inferior (Ghz)	Frecuencia Corte Superior (Ghz)	Frecuencia Central (Ghz)	Ancho de Banda (Ghz)
Control_6	20.2	25.4	22.8	5.2

Tabla 5.5: Ancho de banda del diseño *Control\_6*.



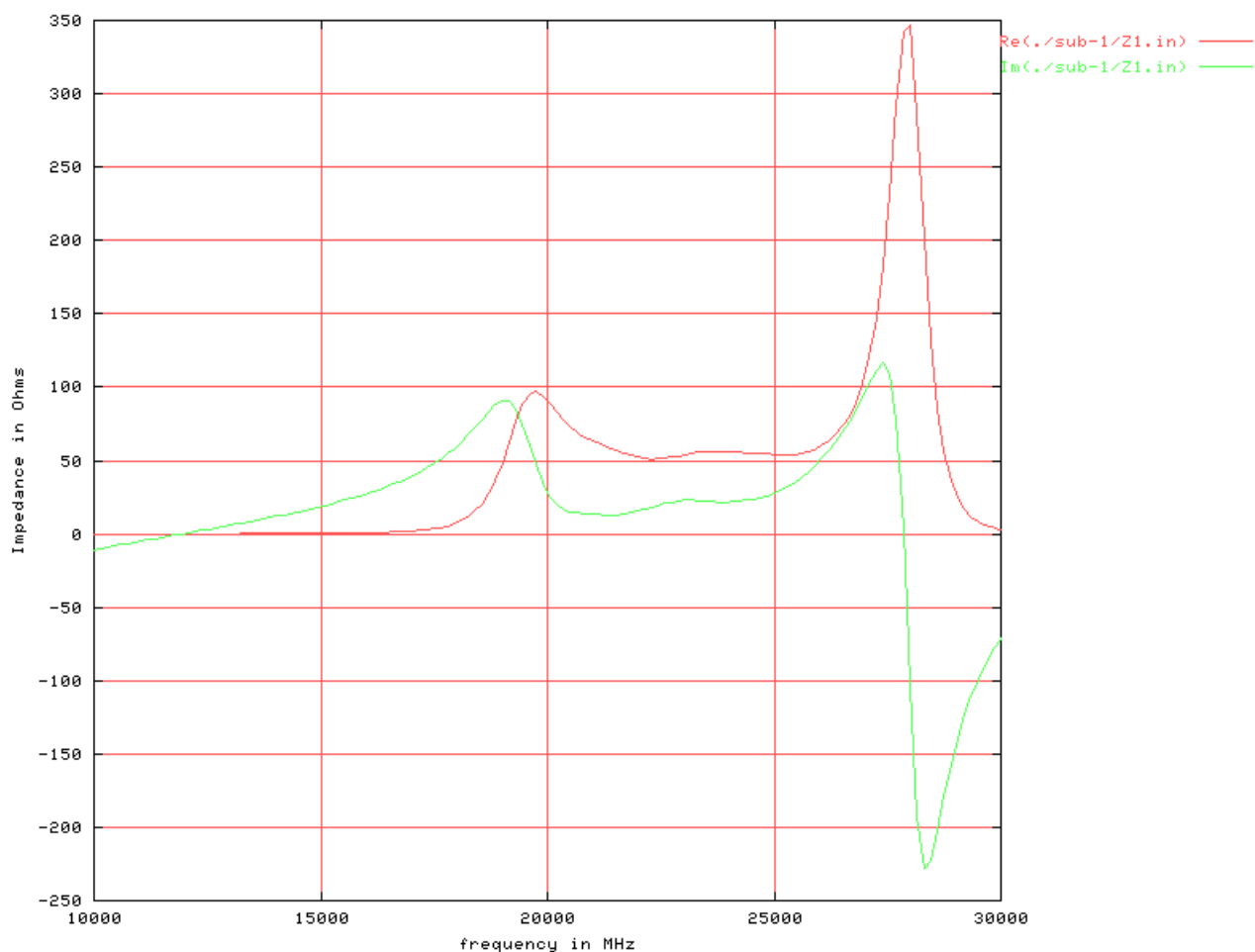


Figura 5.13: Impedancia de la antena *Control\_6*. Cavity: 8000x8000x1600 micras. Rojo: parte real. Verde: parte imaginaria.

–Acoplo entre varios elementos:

Si bien no es una característica propia del elemento simple, estudiamos aquí el acoplo que se produce entre varias antenas con este diseño al trabajar como un array. Colocamos para ello tres antenas próximas. La central está excitada por un puerto P1 activo. Los otros dos, P2 y P3, tienen puertos pasivos que actúan como cargas de impedancia 50 ohmios

Consideramos cavidades de aire en el sustrato. Al aproximar las tres antenas, las tres cavidades correspondientes se unen en una sola. Los centros de las cavidades distan 7000 micras unos de otros.

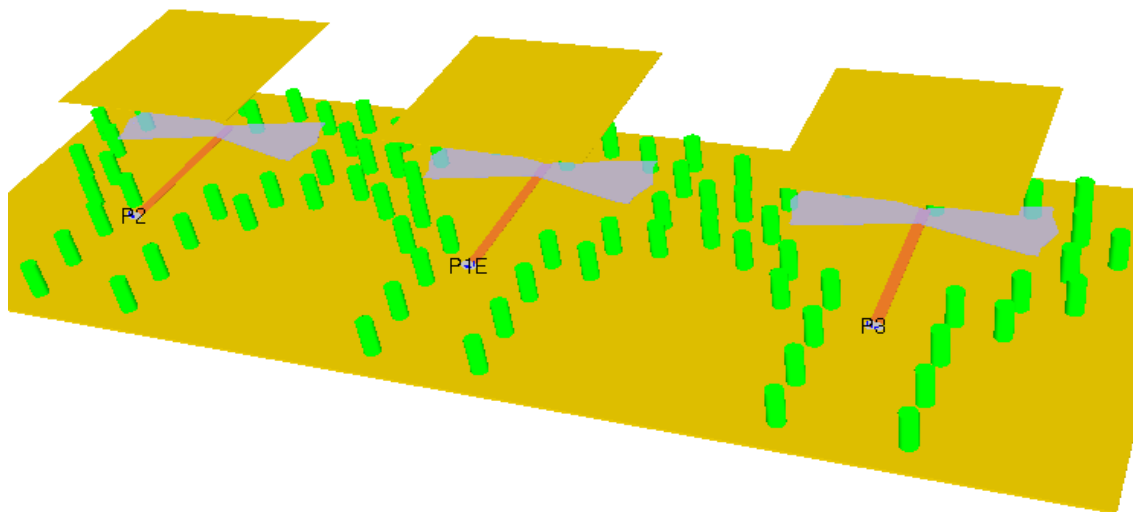


Figura 5.14: Disposición de las antenas en la prueba del acoplo. *Control\_6*. En la parte superior, se aprecian los parches. Debajo, las aperturas en el plano de masa, los conductores de la línea Microstrip, las vías y el segundo plano de masa. Tanto el plano de masa como el material dieléctrico ha sido eliminado de la vista.

Esta prueba está orientada a la realización posterior del array.

Mediante las curvas de parámetros S podemos cuantificar dicho acoplo. En la siguiente gráfica mostramos sobre el parámetro S11 el S21 y el S31.

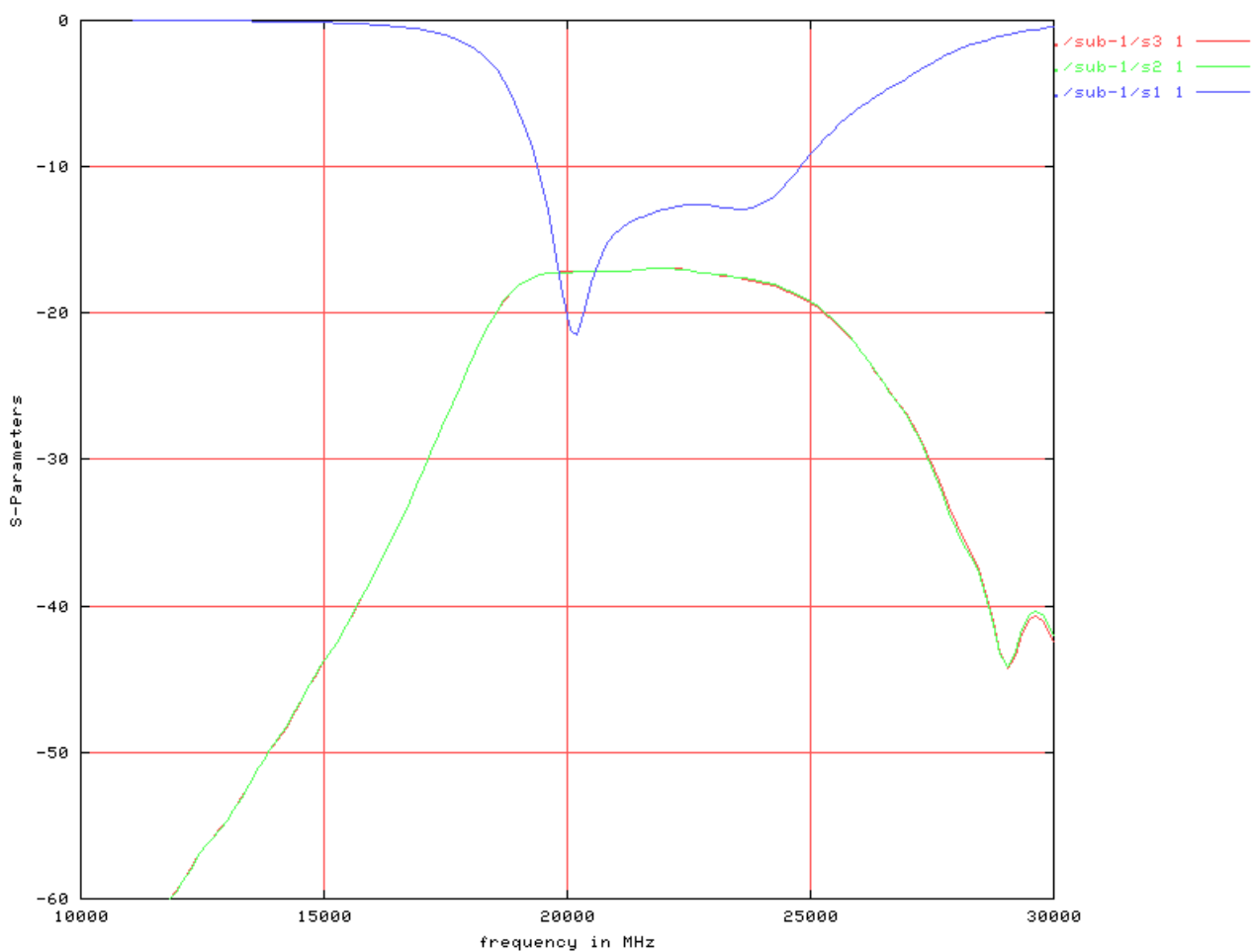


Figura 5.15: Parámetros S de una agrupación de tres antenas. *Control\_6*. Para 24 Ghz, S21=S31=-18 dB

### 5.3.3. Segundo diseño candidato: Control 8.

Este fue el segundo diseño que funcionó.

#### 5.3.3.1. Descripción.

En la siguiente figura se muestra un detalle de la planta del diseño Control\_8.

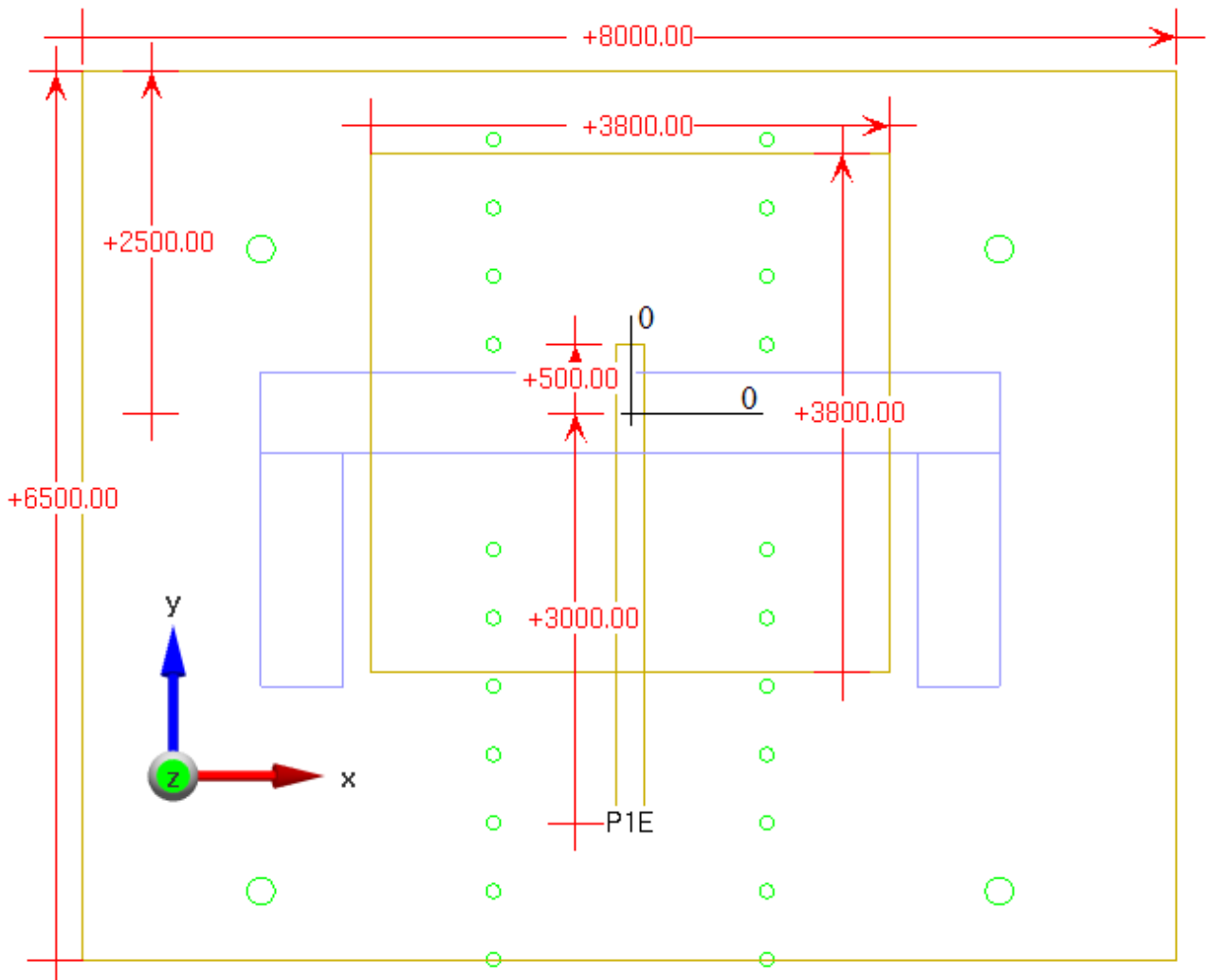


Figura 5.16: Control\_8. Vista esquemática de la planta (Plano XY). Marcado el origen de coordenadas como el punto de corte de dos rectas negras perpendiculares.

Se pueden observar las vías y la apertura en el plano de masa (más adelante descrita), el segundo plano de masa (medidas 8000x6500 micras), el parche (3800x3800 micras) y el conductor (pista de 200 micras de grosor) que alimenta a la apertura. P1E es el puerto discreto que alimenta la estructura.

No se muestra aquí la cavidad de aire. El plano de masa y los sustratos tienen un tamaño de 30x30 milímetros. Situados sobre el plano XY, están centrados en el origen.

Nótese que el eje Y es eje de simetría de toda la estructura.

En la siguiente tabla se describen las distintas capas que componen este diseño.

Nombre	Material	Espesor (um)	Posición eje Z	Notas:
Parche	<i>Oro</i>	<i>10</i>	<i>[1695, 1705]</i>	
Sustrato 1	<i>FR-4</i>	<i>1700</i>	<i>[5, 1700]</i>	$\epsilon_r = 3.5$
Cavidad Aire	<i>Aire</i>	<i>1600</i>	<i>[5, 1600]</i>	$\epsilon_r = 1$
Plano de Masa	<i>Oro</i>	<i>10</i>	<i>[-5, 5]</i>	
Sustrato 2	<i>FR-4</i>	<i>100</i>	<i>[-100, -5]</i>	$\epsilon_r = 3.5$
Conductor	<i>Oro</i>	<i>10</i>	<i>[-105, -95]</i>	
Sustrato 3	<i>FR-4</i>	<i>400</i>	<i>[-500, -100]</i>	$\epsilon_r = 3.5$
Plano de Masa 2	<i>Oro</i>	<i>10</i>	<i>[-505, -495]</i>	

Tabla 5.6: Espesores de las capas de Control\_8.

#### -Vías:

Describimos las vías mediante las coordenadas de su centro y su radio. Existe simetría sobre el eje Y. Es por ello que solo aparecen descritas la mitad de las vías.

	Diámetro (um)	Posición (X,Y)	Notas sobre el posicionado
Vía 1	<i>200</i>	<i>(+2700, -1200)</i>	<i>Baja precisión necesaria</i>
Vía 2	<i>200</i>	<i>(-2700, -3500)</i>	<i>Baja precisión necesaria</i>
Vía 3	<i>100</i>	<i>(+1000, +500)</i>	<i>Precisión de 100 um en eje Y</i>
Vía 4	<i>100</i>	<i>(+1000, +1000)</i>	<i>Baja precisión necesaria</i>
Vía 5	<i>100</i>	<i>(+1000, +1500)</i>	<i>Baja precisión necesaria</i>
Vía 6	<i>100</i>	<i>(+1000, +2000)</i>	<i>Baja precisión necesaria</i>
Vía 7	<i>100</i>	<i>(+1000, -1000)</i>	<i>Precisión de 100 um en ambos ejes</i>
Vía 8	<i>100</i>	<i>(+1000, -1500)</i>	<i>Precisión de 100 um en ambos ejes</i>
Vía 9	<i>100</i>	<i>(+1000, -2000)</i>	<i>Precisión de 100 um en ambos ejes</i>
Vías 10, ..., n	<i>100</i>	<i>(+1000, -2000-500*n)</i>	<i>Baja precisión necesaria</i> <i>Fila de vías paralela al conductor.</i>

Tabla 5.7: Posición de las vías en el diseño Control\_8.

#### -Apertura en el plano de masa:

La apertura es simétrica respecto al eje Y. Queda descrita completamente mediante sus vértices para  $Y > 0$ .

	Posición (X,Y)	Notas sobre el posicionado
Punto 1	(0,+300)	Precisión 50 um
Punto 2	(+2700,+300)	Precisión 50 um
Punto 3	(+2700,-2000)	Precisión 50 um
Punto 4	(+2100,-2000)	Precisión 50 um
Punto 5	(+2100,-300)	Precisión 50 um
Punto 6	(0,-300)	Precisión 50 um

Tabla 5.8: Apertura del diseño *Control\_8*. Descripción por puntos.

#### -Cavidad de aire:

Su planta está sobre el plano de masa. Centrada en el origen, es un cuadrado de 8000x8000 micras. Tal y como ya se ha comentado, la altura de la cavidad de aire es de 1600 micras.

No obstante, para este diseño se probó otras dos alternativa: una cavidad de 5000x5000, (de lado menor que la dimensión más grande de la apertura) y una cavidad de lados infinitos y altura 1700 (usamos espuma y Kapton). Se presentarán los resultados obtenidos para los tres casos.

### **5.3.3.2. Parámetros de ajuste.**

Tras las sucesivas optimizaciones se ha observado que es posible ajustar el comportamiento de la antena jugando con ciertos parámetros.

- Largo del parche: Frecuencia de trabajo.
- Ancho del parche: Impedancia. Ajustándolo correctamente podemos conseguir que la mayor parte de la potencia fluya desde el lado de la alimentación al del parche.
- Altura del parche sobre el plano de masa: Usamos una altura considerable para poder conseguir un ancho de banda elevado. Si el parche queda demasiado cerca de la apertura, se reflejará casi toda la potencia.
- Dimensión X de la apertura (largo). Ajusta la frecuencia central. Es posible aumentar dicha frecuencia reduciendo el tamaño de la apertura, pero el ancho de banda se reduce notablemente.
- Dimensión Y de la apertura. Se debe optimizar. No es buena para ajustar parámetros.
- Vías: Las cuatro vías de 200 micras de diámetro son necesarias para evitar efectos parásitos del segundo plano de masa.
- Vías: las filas de vías evitan acoplos entre líneas microstrip cercanas. No es bueno ajustar su posición para mejorar ningún parámetro. Si el pasillo de vías es demasiado estrecho, se pierde ancho de banda y, si todavía lo es más, adaptación en el puerto.
- Longitud del Stub: permite mejorar la adaptación de la antena. Un cambio de 50 micras es perceptible en la curva del parámetro S11.

### 5.3.3.3. Características.

A continuación, los resultados obtenidos para este diseño.

–Diagrama de radiación:

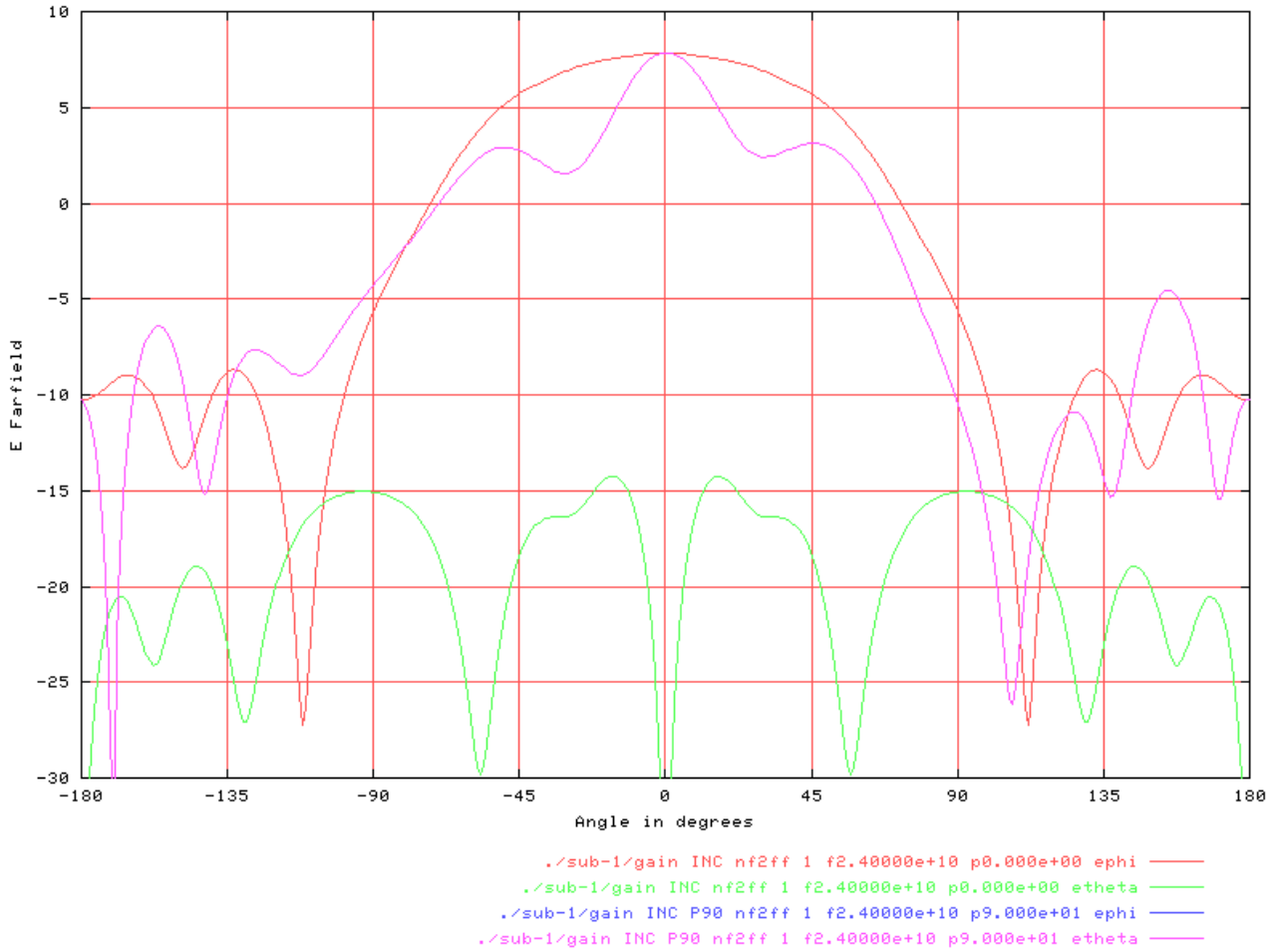


Figura 5.17: Ganancia del diseño *Control\_8*. Cavity: 8000x8000x1600 micras. Rojo: componente  $E_{\phi}$  en el plano  $Y=0$ . Verde: Componente  $E_{\theta}$  en el plano  $Y=0$ . Rosa: Componente  $E_{\theta}$  en el plano  $X=0$ .

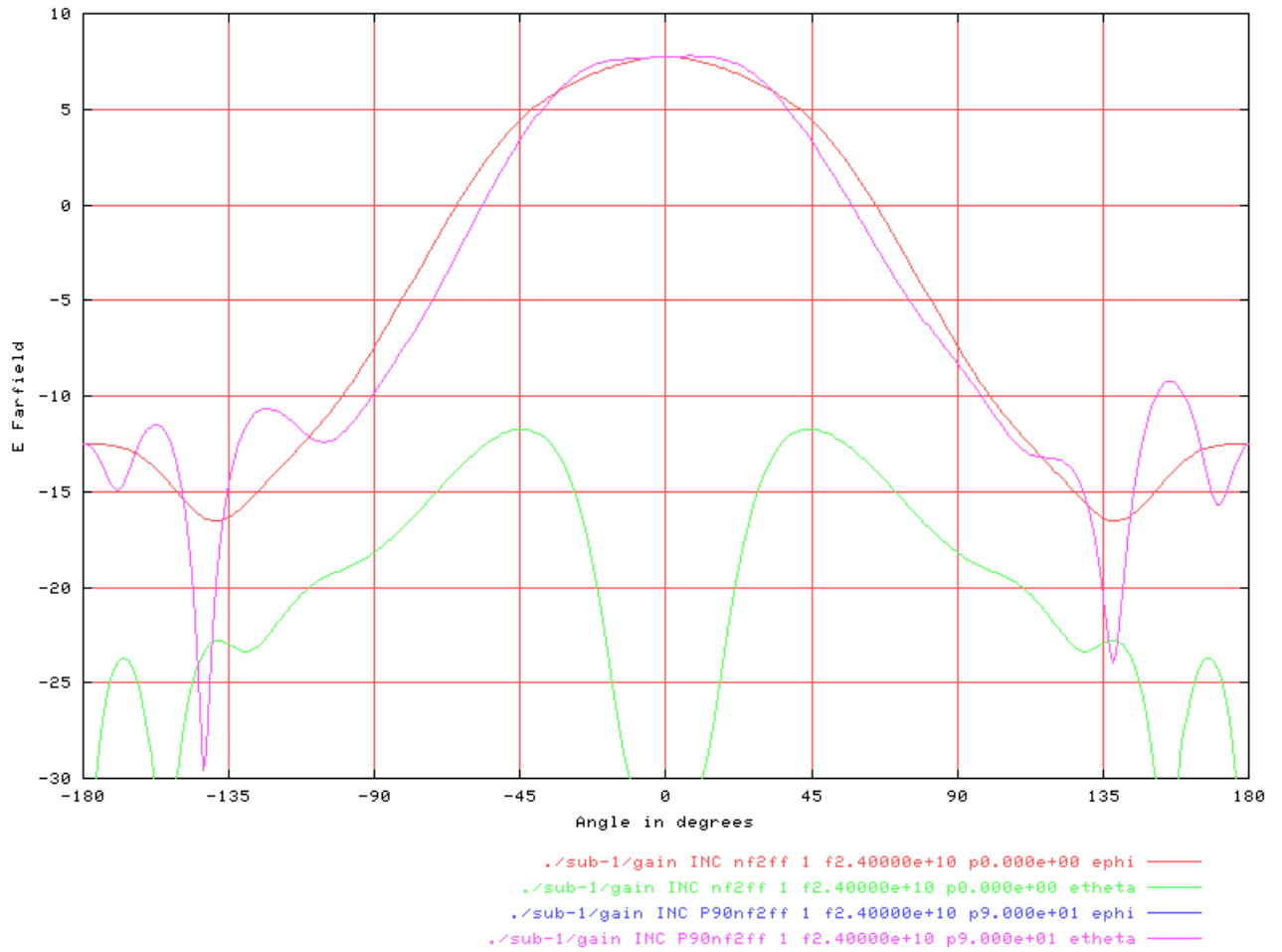


Figura 5.18: Ganancia del diseño *Control\_8*. Cavity: 5000x5000x1600 micras. Rojo: componente  $E_{\phi}$  en el plano  $Y=0$ . Verde: Componente  $E_{\theta}$  en el plano  $Y=0$ . Rosa: Componente  $E_{\theta}$  en el plano  $X=0$ .

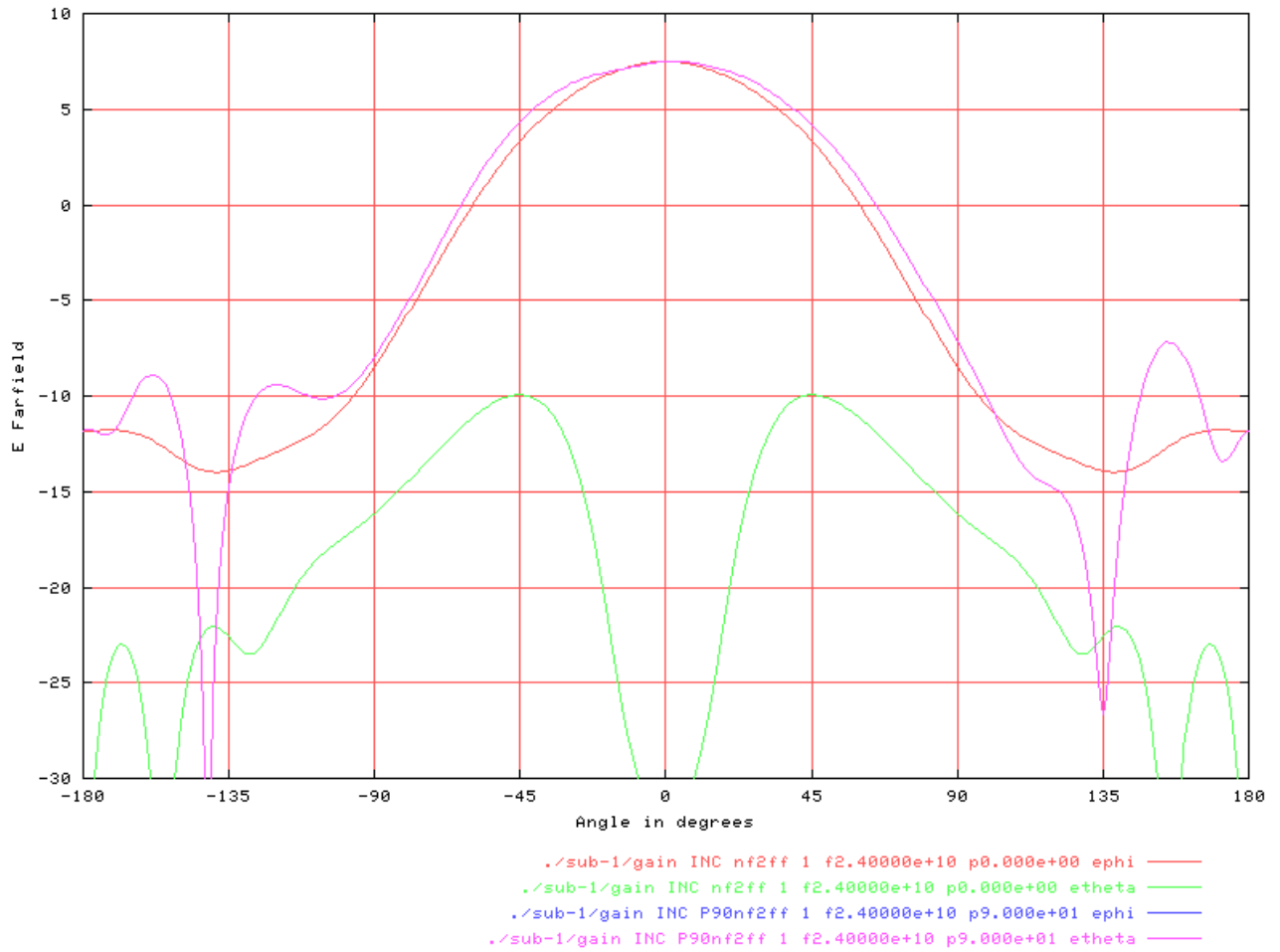


Figura 5.19: Ganancia del diseño *Control\_8*. Cavity :  $\infty \times \infty \times 1600$  micras. Rojo: componente  $E_{\phi}$  en el plano Y=0. Verde: Componente  $E_{\theta}$  en el plano Y=0. Rosa: Componente  $E_{\theta}$  en el plano X=0.



–Parámetro S11:

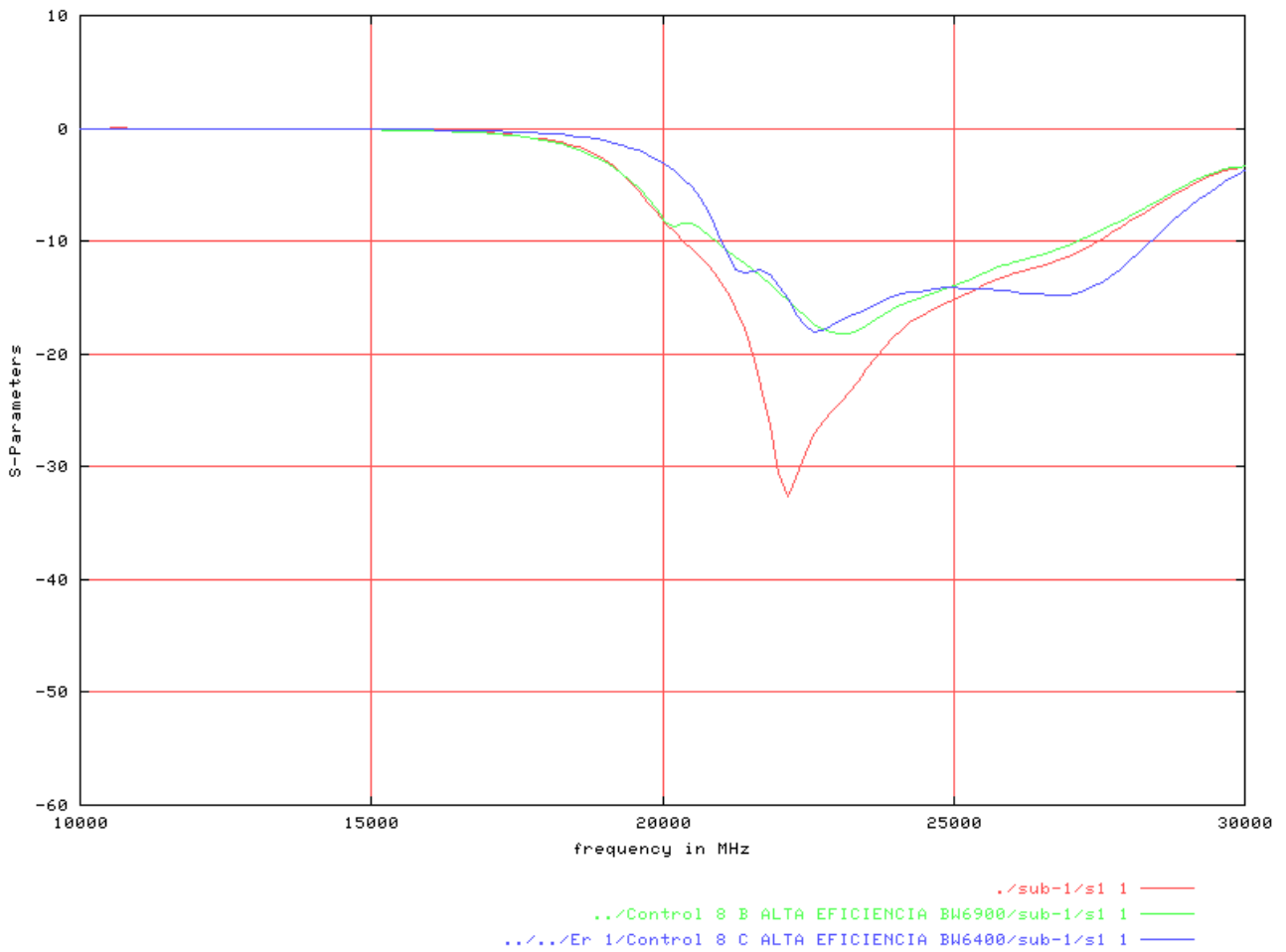


Figura 5.20: parámetro S11 del diseño *Control\_8*. Verde, cavidad: 8000x8000x1600 micras. Rojo, cavidad: 5000x5000x1600 micras. Azul, cavidad:  $\infty$  x  $\infty$  x1600 micras.

En la siguiente tabla, comparamos los resultados obtenidos con las tres cavidades:

Tipo	Frecuencia Corte Inferior (Ghz)	Frecuencia Corte Superior (Ghz)	Frecuencia Central (Ghz)	Ancho de Banda (Ghz)
Control_8 (Cavidad pequeña)	20.4	27.4	23.9	7
Control_8 (Cavidad grande)	21	27.2	24.1	6.2
Control_8 (Cavidad infinita)	21	28.4	24.7	7.4

Tabla 5.9: Resumen de las prestaciones del diseño *Control\_8* con distintos tamaños de cavidad.

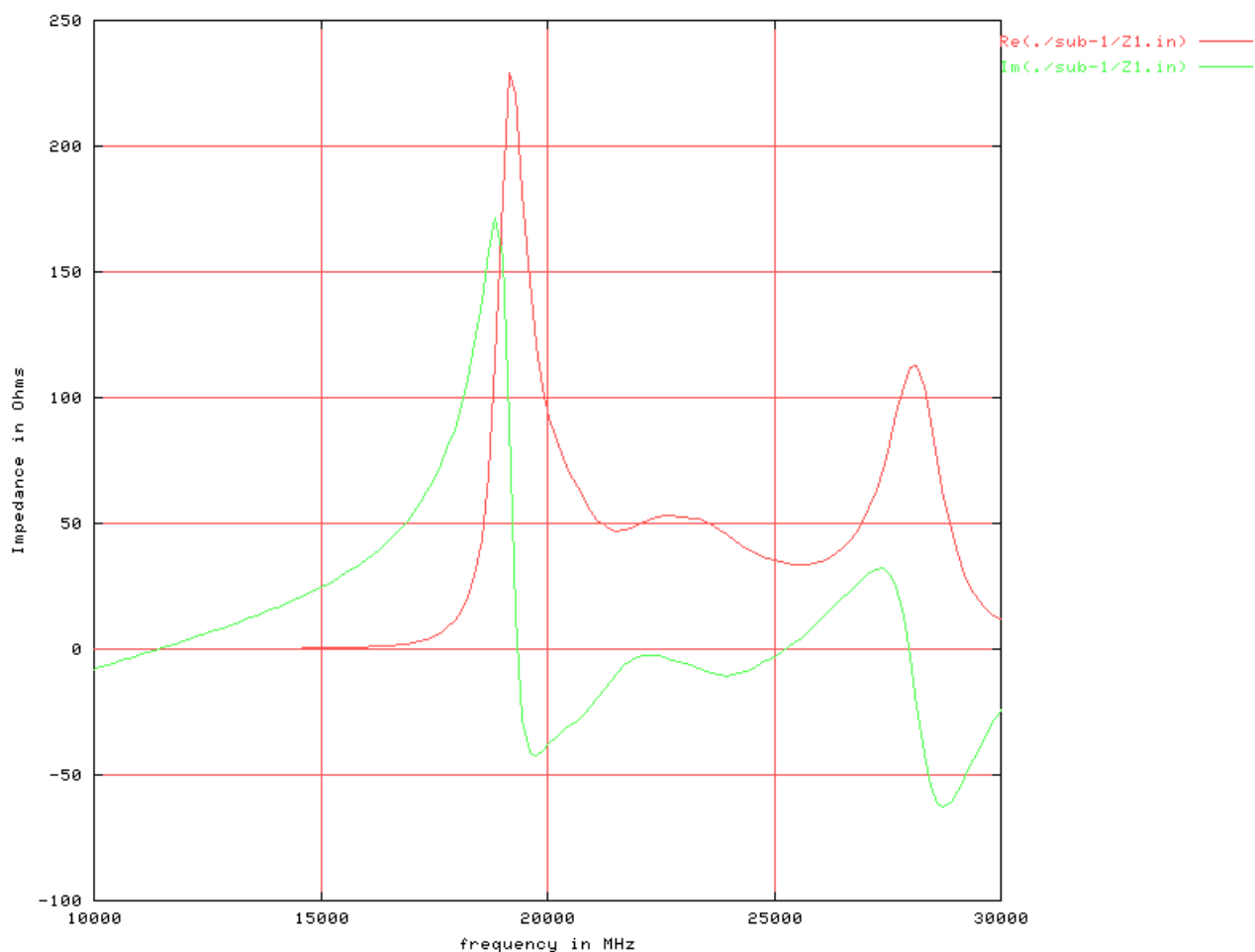


Figura 5.21: Impedancia de la antena *Control\_8*. Cavity: 5000x5000x1600 micras. Rojo: Parte real. Verde: Parte imaginaria.

–Acoplo entre varios elementos:

Si bien no es una característica propia del elemento simple, estudiamos aquí el acoplo que se produce entre varias antenas con este diseño al trabajar como un array. Colocamos para ello tres antenas próximas. La central está excitada por un puerto P1 activo. Los otros dos, P2 y P3, tienen puertos pasivos que actúan como cargas de impedancia 50 ohmios

Consideramos cavidades de aire en el sustrato (8000x8000). Al aproximar las tres antenas, las tres cavidades correspondientes se unen en una sola. Los centros de las aperturas distan 4800 micras. Están tan próximas entre sí que las tres aperturas se funden en una sola.

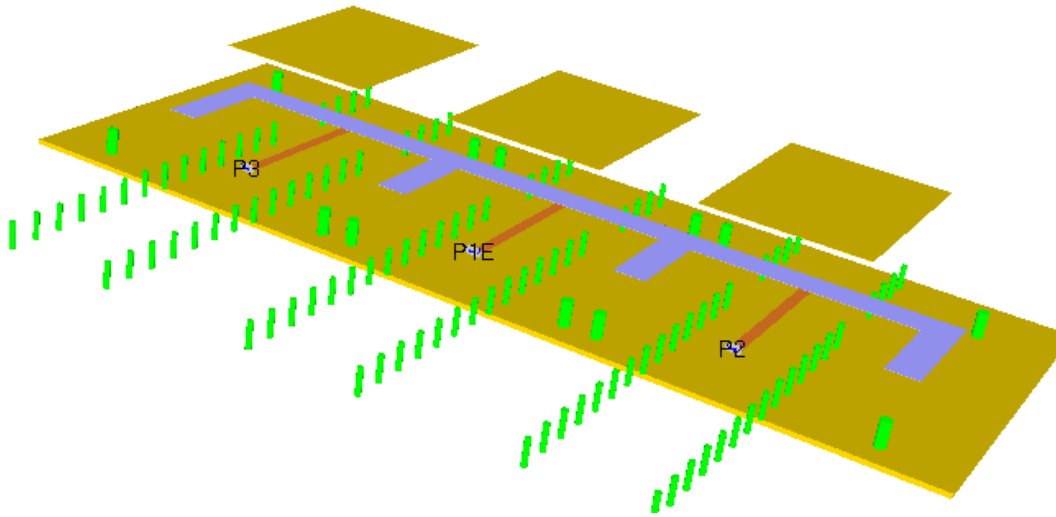


Figura 5.22: Disposición de las antenas en la prueba del acoplo. *Control\_8*. En la parte superior, se aprecian los parches. Debajo, las aperturas en el plano de masa, los conductores de la línea Microstrip, las vías y el segundo plano de masa. Tanto el plano de masa como el material dieléctrico ha sido eliminado de la vista.

Esta prueba está orientada a la realización posterior del array. En los siguientes apartado 7.2, mediremos el acoplo producido entre cada fila de parches. Aquí medimos el acoplo con tan solo los elementos centrales. Esto nos podrá dar una idea de cuanto acoplo adicional se produce por usar una fila de parches en vez de un elemento sencillo.

Mediante las curvas de parámetros S podemos cuantificar dicho acoplo. En la siguiente gráfica mostramos sobre el parámetro S11 el S21 y el S31.

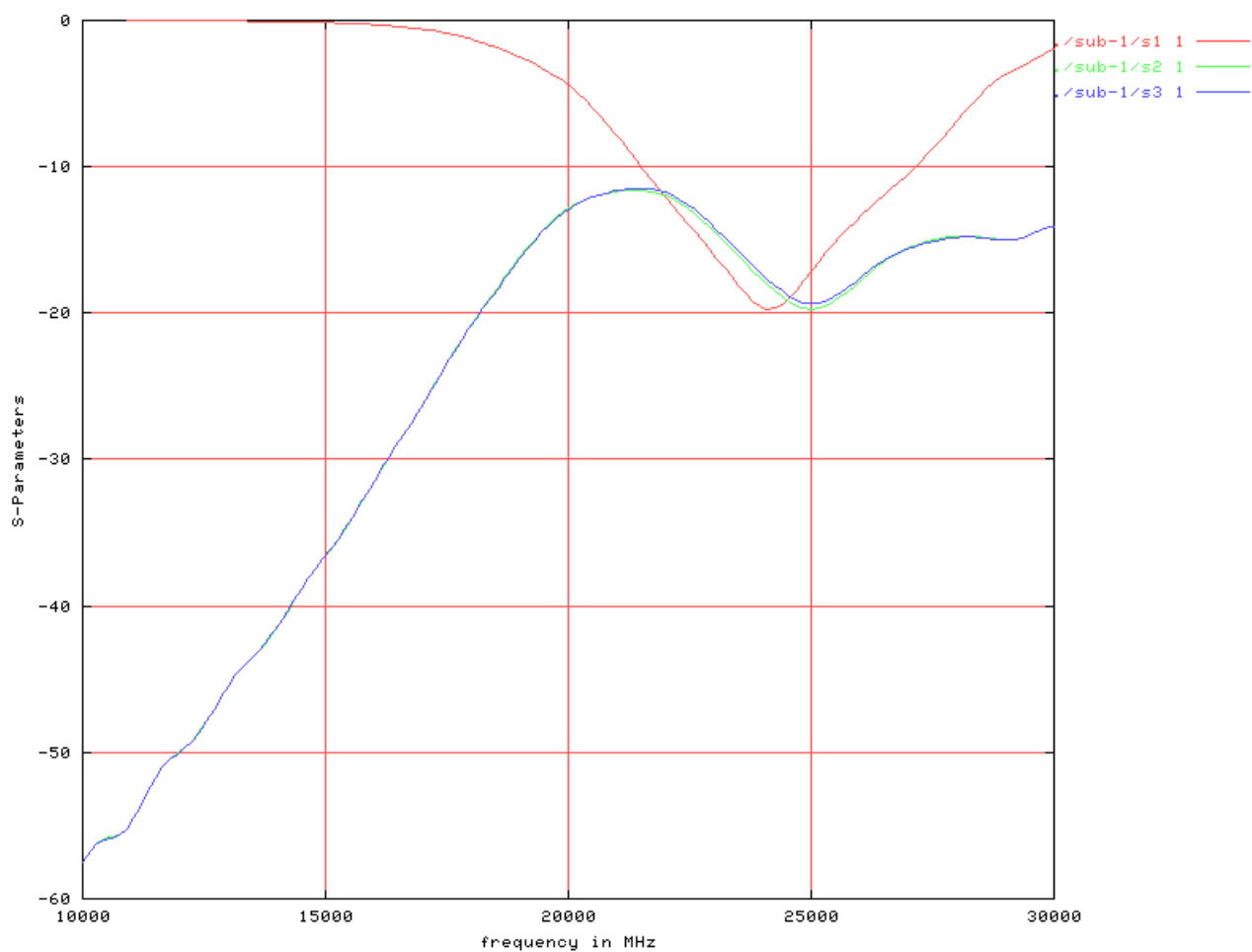


Figura 5.23: Parámetros S de una agrupación de tres antenas. A 24 Ghz  $S_{21}=S_{31}=-17.4$  dB

## 5.4. Conclusiones.

En la siguiente tabla resumimos las características de los diferentes modelos aquí descritos

<b>Tipo</b>	<b>Ancho de Banda (S11) (%)</b>	<b>Ganancia máxima (dB)</b>	<b>Eficacia (%)</b>	<b>Notas</b>
Bifilar	13.22	8.5	95.2	-
Coaxial	5.43	7.2	89.4	-
LTCC	4	7.6	95.3	<i>No optimizada del todo</i>
Control_6	22.8	7.9	87.7	<i>Inicialmente seleccionada</i>
Control_8 (Cavidad pequeña)	29.3	7.7	96.5	<i>Selección para el array</i>
Control_8 (Cavidad grande)	25.7	7.8	88.8	-
Control_8 (Cavidad infinita)	30	7.5	93.8	-

Tabla 5.10: Resumen de las características de las antenas presentadas.

En cuanto al parámetro *eficacia*, está calculado en base a dos medidas que proporciona Empire XCcel™: porcentaje de potencia radiada (respecto a la potencia total de la excitación) y porcentaje de potencia radiada en la dirección correcta (en nuestro caso,  $Z > 0$ ). Utilizamos este parámetro no estándar por comodidad. De ese modo, consideramos tanto la potencia no radiada como la radiada en una dirección no deseada como potencia malgastada.

La eficacia se calcula como el producto de ambos parámetros en tantos por uno. En cuanto a los materiales, como se dijo, se asume el modelo del oro existente en la librería del programa. Del dieléctrico solo se conoce su  $\epsilon_r$ , por lo que no se consideran pérdidas en él para ningún modelo.

Utilizamos para la siguiente fase de diseño (desarrollo de una fila de parches) el diseño *Control\_6*. Si bien presenta unas prestaciones inferiores a *Control\_8* existen diversos aspectos que a priori la hacen más interesante para el array:

- Acoplo menor entre elementos próximos.
- Cavidad de vías más compacta. A priori interferirá menos con líneas próximas a la apertura en el diseño final.
- El dibujo de la apertura tiene dos ejes de simetría: tanto X como Y. Tal y como se verá en el apartado siguiente, la fila de parches será simétrica respecto al elemento con la apertura. A priori, una apertura asimétrica no podrá conseguir una distribución de corrientes simétrica en dicha fila.

No obstante, el diseño *Control\_8* será reutilizado más adelante, dado que, como se verá, lo comentado no incide en exceso en el funcionamiento del array. Con *Control\_8* se pueden situar las filas con un paso menor.

## 6. Fila

Tal y como se comentó en la descripción del proyecto (apartado 2), se consideró la posibilidad de realizar un array que escanease electrónicamente en un solo eje. Es decisión del coordinador de proyecto que los elementos se alimenten en serie en el eje en el que no se escanea.

Por mantener la convención de nombres del resto de la documentación del proyecto, definimos como fila de parches aquellos alimentados a través de la misma apertura. En una misma fila de parches, es el central el que es alimentado a través de la apertura. El resto, son alimentados en serie mediante una línea longitudinal.

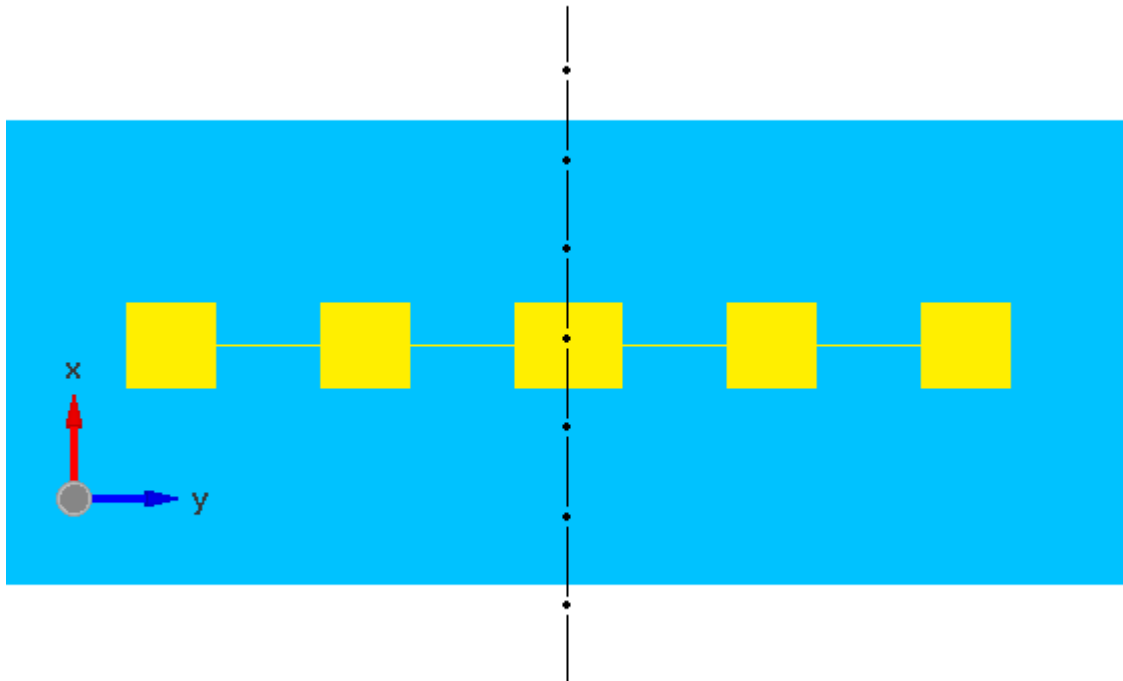


Figura 6.1: Configuración de elementos serie en una fila.

La topología serie se caracteriza por ser de banda estrecha [6]. Dentro de una misma fila, la fase con la que cada parche es alimentado depende de la longitud de onda. Si deseamos mantener un incremento de fase constante, dicho incremento no puede variar sensiblemente dentro de la banda de trabajo, luego dicha banda debe ser estrecha.

Las aplicaciones de radar son de relativa banda estrecha (se aceptaba el diseño si el ancho de banda era de, al menos, 750 Mhz). Sin embargo, se consideró deseable mantener un ancho de banda (respecto al parámetro S11) lo más grande posible, a fin de evaluar las prestaciones, pudiendo considerarse otro tipo de aplicaciones (adicionales a la de radiodeterminación).

Será en el apartado 7 en el que, juntado varias filas, podremos disponer de varios puertos. Controlando la fase de las señales en ellos podremos realizar el escaneo deseado en el plano  $Y=0$ .

Todo el estudio sobre una fila ha sido realizado utilizando el diseño optimizado *Control\_6*.

## 6.1. Criterio de diseño por fila. Objetivos.

Deseamos conseguir una situación simétrica respecto al elemento central (según el convenio de la figura anterior, X es el eje de simetría): distribución de corrientes y diagrama de radiación simétricos.

Es por ello que serán a priori preferibles patrones de aperturas simétricas (con eje X el eje de simetría). Este criterio sirvió para descartar inicialmente al diseño *Control\_8*. No obstante, ocurre lo siguiente:

- Como se verá en el análisis del número de elementos óptimos, no es posible obtener una distribución de corrientes simétricas tan solo garantizando patrones de aperturas simétricas. La estructura Microstrip no es simétrica respecto al eje X.
- Es posible, eso sí, conseguir diagramas de radiación cuyo máximo de radiación se encuentre en el plano  $Y=0$ . Incluso con patrones de apertura no simétricos. Basta con introducir un desplazamiento sobre el eje Y en la posición de los parches respecto a la apertura. Dicho desplazamiento se obtiene mediante sucesivas simulaciones.

Analizamos más detenidamente los criterios de diseño de la fila, tanto para la distribuciones de corrientes como para el diagrama de radiación.

### -Distribución de corrientes:

Para conseguir que el máximo de radiación se encuentre en  $Y=0$ , los elementos deben ser alimentados en fase.

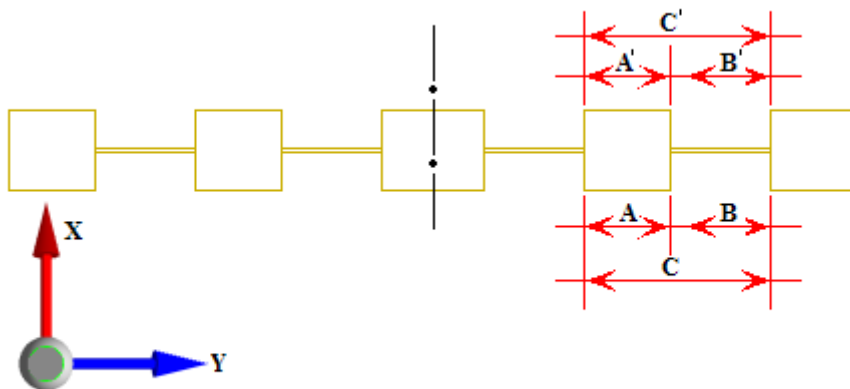


Figura 6.2: Detalle de longitudes eléctricas y separaciones entre elementos en una fila.

En la figura, A', B' y C' indican distancias eléctricas. Ahora bien, para que sobre el plano  $X=0$  el máximo de radiación se encuentre en  $Y=0$ , C' debe ser igual a la longitud de onda de la frecuencia central en la estructura.

Ahora bien, la longitud eléctrica del parche A' debería ser aproximadamente la mitad de la longitud de onda ( $0.47\lambda$ ), por lo que la longitud eléctrica de la línea que conecta los parches queda definida como B'.

En cuanto a las medidas reales (A, B y C), es necesario calcular la longitud de onda a la frecuencia central (24 Ghz) en la estructura. Es posible hacer una primera aproximación resolviendo el problema de la línea Microstrip para la altura y permitividad del sustrato y dos grosores: el ancho de parche y el grosor de la línea. Los valores obtenidos no serán exactos.

En cualquier caso, las medidas finales serán obtenidas optimizando A, B y C mediante sucesivas simulaciones usando el programa Empire Xccel <sup>TM</sup>.

Cabe citar que, tras optimizar el grosor de la línea que une los parches, se verifica que 100 micras es un valor aceptable.

#### -Diagrama de radiación:

Deseamos un diagrama de radiación poco directivo en el eje X. Debería ser lo más constante posible en el plano  $Y=0$ , para el intervalo angular en el que se va a escanear. Fuera de dicho intervalo debería decaer rápidamente a fin de minimizar el impacto de lóbulos secundarios que aparecen en el lado contrario al que se está moviendo el haz.

En cuanto al diagrama de radiación en el eje Y, la dirección de máxima radiación debe coincidir en  $Y=0$ , siendo lo más directivo posible, con un NLPS (nivel lóbulo principal-secundario) lo mejor posible. En aplicaciones de radar, los lóbulos secundarios pueden producir falsos positivos. Cabe recordar que para nuestra aplicación se ha especificado un NLPS de al menos 15 dB.

En la siguiente figura se puede apreciar un diagrama de radiación de una fila, aceptable para una aplicación de radar en la que se escanea en un solo eje.

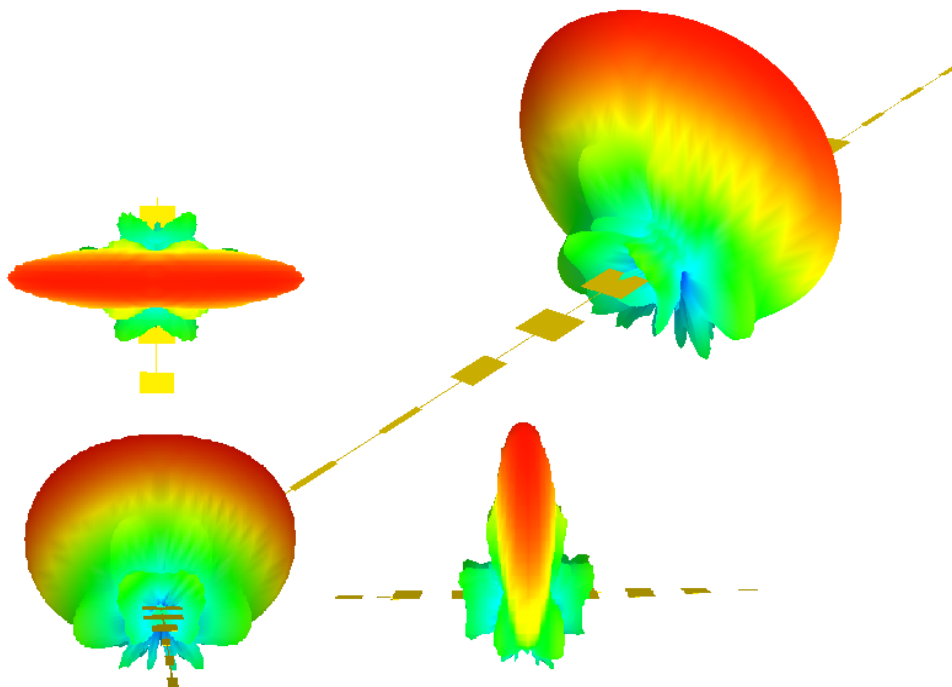


Figura 6.3: Vistas 3D de un diagrama de radiación deseable para una fila, obtenido mediante una simulación con trece elementos. Se ha optimizado dicho diagrama con el tamaño y espaciado de parches. Además, se ha optimizado el tamaño plano de masa.



Más adelante se estudiará con más detalle el diagrama de radiación, obteniendo parámetros útiles, tales como la ganancia máxima, el NLPS y ancho de banda (diagrama de radiación aceptable), observando además los efectos que supone la introducción de un desfase progresivo en los parches de la fila algo que sucede cuando se trabaja a una frecuencia distinta de la central.

## **6.2. Estudio del número de elementos óptimo por fila.**

Para maximizar la directividad de la fila, la amplitud de la alimentación de cada parche debería ser la misma. No obstante, esto no es posible con una topología serie [6]. Según nos vamos alejando del elemento central, la amplitud de campo es cada vez menor. De hecho, a cada parche le llega la potencia que no ha sido ya radiada, reflejada, o disipada como calor (o almacenada en la propia estructura).

Existen dos posibles planteamientos:

1) Maximizar la directividad intentando forzar una distribución de amplitudes lo más homogénea posible.

Para ello, se optimizan los parches consiguiendo que propaguen al siguiente parche la mayor parte de la potencia, radiando una cantidad pequeña. En este caso, el último parche debe estar unido a una carga adaptada. Esta se puede construir con una resistencia de impedancia conectada a masa, optimizada para minimizar las reflexiones. Al introducir pérdidas, la eficiencia será baja.

2) Renunciar a una directividad máxima manteniendo las pérdidas bajas.

Esta es la decisión que tomamos, dado que la eficiencia es un factor clave. Más adelante se verá como aún así, podemos conseguir diagramas de radiación que no superen un NLPS de 15 dB, manteniéndonos así dentro de las especificaciones aceptables. Para otras aplicaciones podría ser interesante renunciar a la eficiencia optando por cargar los extremos.

Terminamos la fila de parches con un abierto. Es de suponer, entonces, que parte de la potencia será reflejada de nuevo hacia el elemento central desde los extremos. Cuantos más parches añadamos más potencia será radiada y menos llegará a los extremos. De aquí, se deducen las siguientes conclusiones:

- Dado un número de parches lo suficientemente elevado, la potencia reflejada en los extremos de la fila es despreciable.
- Se debe prestar especial atención a la optimización de los parches centrales, dado que éstos radian la mayor parte de la potencia y, por lo tanto, repercuten más en las prestaciones de la fila.
- De igual modo, los parches de los extremos presentan poco impacto en las prestaciones. A partir de un número de parches añadir más no ocasiona mejora alguna. Existe un número de parches por fila que maximiza el ratio prestaciones/costes.

Afrontamos el diseño de la fila paso por paso. Agregamos parches de dos en dos (uno a cada extremo). Optimizamos la estructura basándonos en la optimización del paso anterior. En cada optimización terminamos los extremos con dos cargas. En Empire Xcel<sup>TM</sup> utilizo puertos para modelar dichas cargas. De ese modo, también puedo conocer la potencia a los extremos de la fila en cada paso.

En cuanto al puerto, Empire Xcel<sup>TM</sup> dispone de un modelo de puerto, equivalente a una carga adaptada ideal. No obstante, su uso ralentiza considerablemente la simulación. Es posible usar en su lugar un puerto discreto de impedancia definida. Esto es mucho más eficiente, pero hay que determinar la impedancia necesaria para no reflejar la potencia de los extremos. Tras una optimización de dicha impedancia, se verifica que 200 ohmios es un valor aceptable.

Dado el gran número de simulaciones previstas, es más interesante usar puertos discretos de 200 ohmios. Cabe citar que una línea Microstrip como la que une los parches presenta una impedancia de 183 ohmios (altura del sustrato: 1700 micras, ancho de pista: 100 micras, espesor de conductores: 10 micras, permitividad del sustrato: 3.5, permitividad efectiva de la línea Microstrip resultante: 2.37).

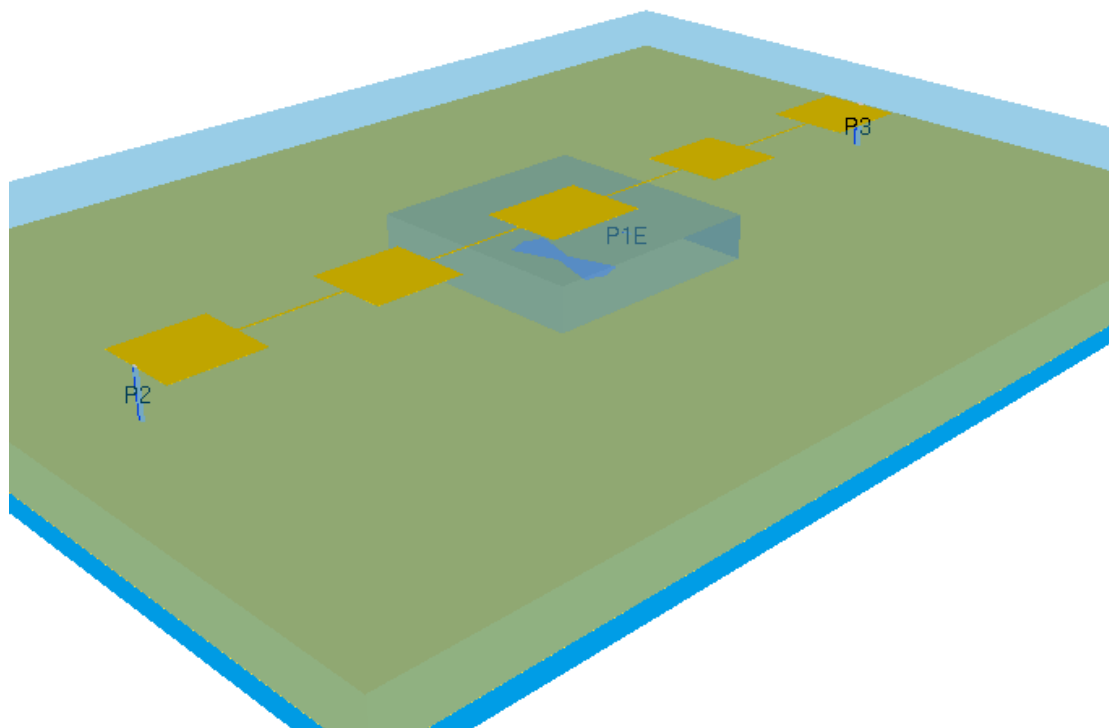


Figura 6.4: Disposición de los puertos en los extremos de la fila. Alimentamos a través de P1 (de ahí la marca “E” que el programa Empire representa) y medimos la potencia en los extremos de la fila con los puertos P2 y P3.

En la figura se aprecia translúcido el sustrato con la cavidad de aire sobre la apertura (diseño *Control\_6*). Encima de dicha apertura se encuentra el parche central.

A continuación, presentamos los resultados obtenidos para 3, 5, 9, 11 y 13 elementos, si bien se probaron y optimizaron filas desde 3 a 15 elementos. Tal y como se observará al final de este apartado, se optará por filas de 13 elementos para la siguiente fase de diseño del array.

Respecto a las cotas, siempre vienen dadas en micras. Cuando en un diseño faltan cotas, se mantienen las medidas del diseño anterior, en este caso, del diseño del paso anterior.

### - 3 elementos.

Es en esta fase en donde se optimiza el ancho de línea que une los parches. Primera optimización de la distancia entre parches. Los resultados presentados son de la última optimización para tres elementos.

-Cotas:

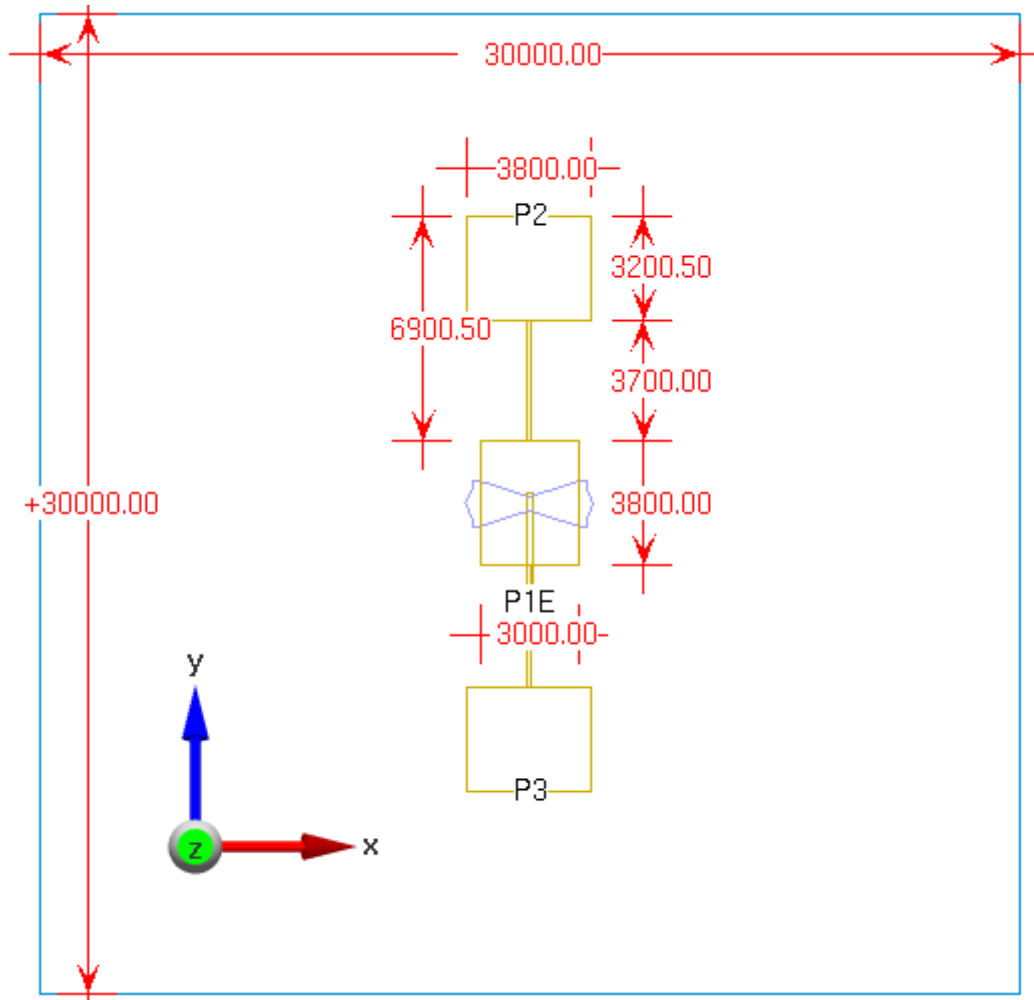


Figura 6.5: Cotas del diseño optimizado. Fila con tres elementos. Se aprecia también la apertura de *Control\_6*.

–Diagrama de radiación:

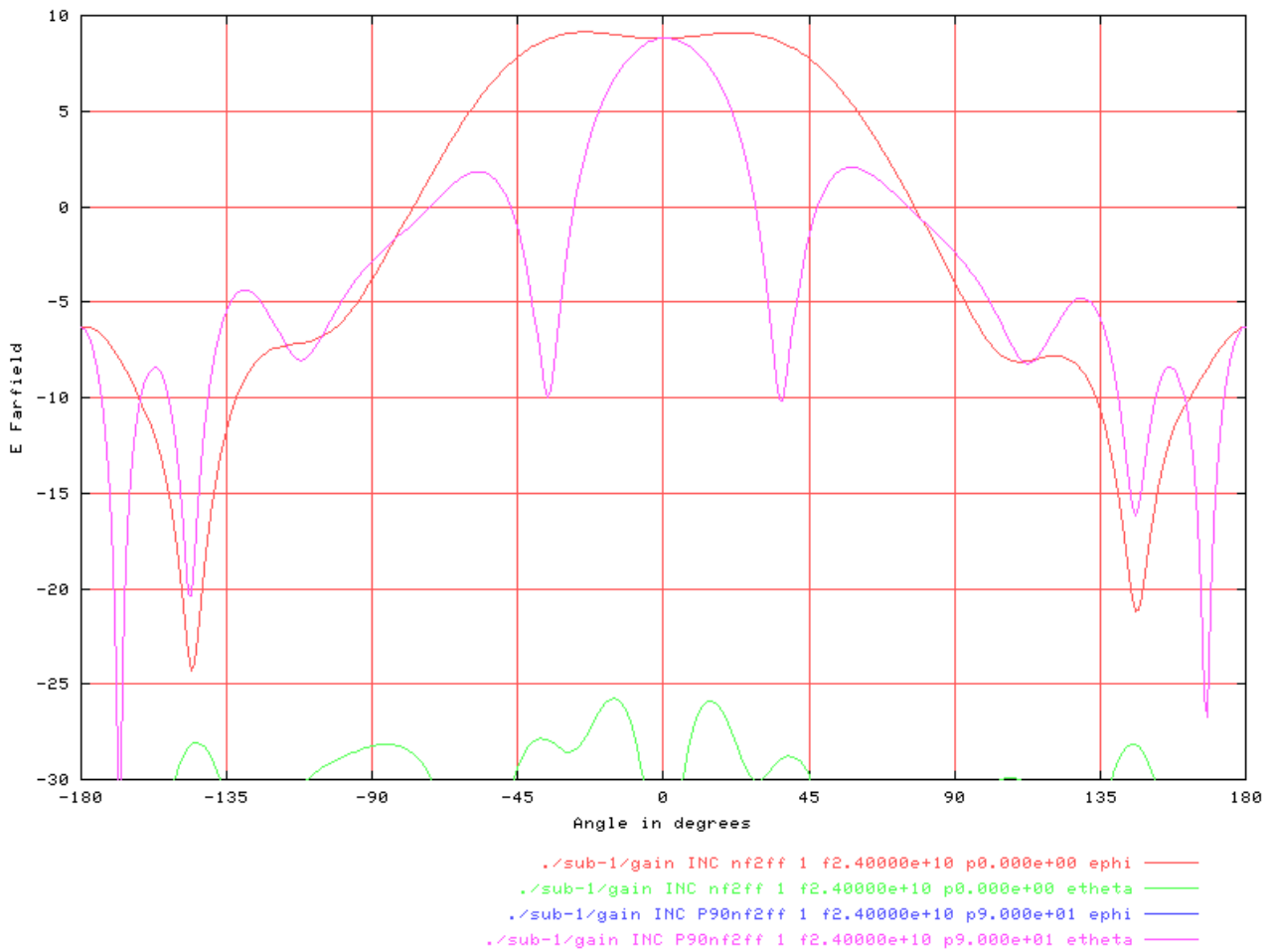


Figura 6.6: Ganancia para fila con tres elementos. Se muestra la ganancia, teniendo en cuenta pérdidas por disipación de potencia en el material y por reflexión en el puerto P1. Rosa: Componente  $E_{theta}$  en el plano  $X=0$ . Rojo: componente  $E_{phi}$  en el plano  $Y=0$ .

Nótese que la polarización es altamente lineal. En la dirección normal a la superficie ( $\Theta=0$ ; máximo de radiación) el campo eléctrico solo tiene una componente. Ésta es paralela al eje  $Y$ .

–Potencia en los extremos de la fila:

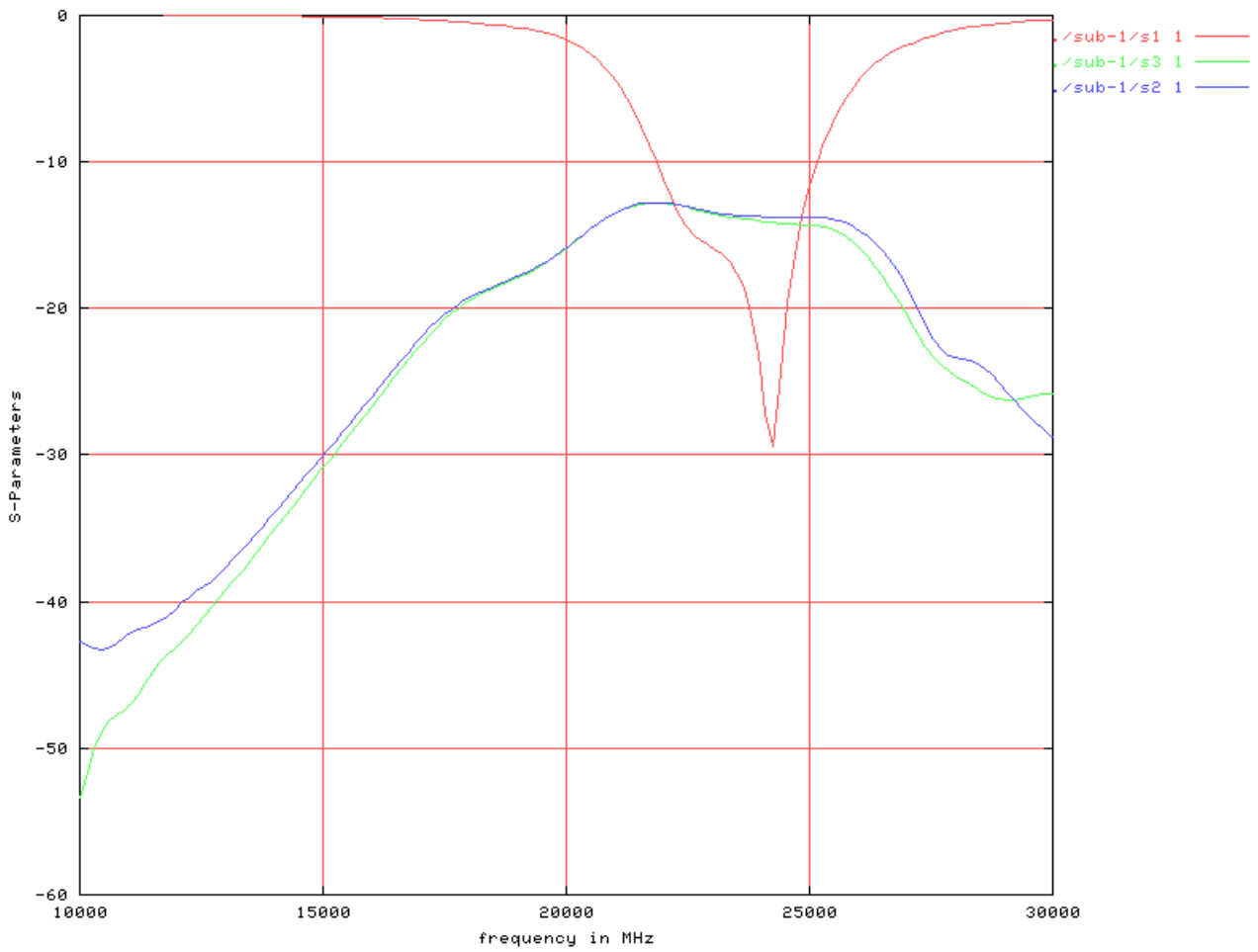


Figura 6.7: Transmisión de potencia a los extremos de la figura (S21 y S31). Además, parámetro S11. Fila con tres elementos.

Tal y como se comentó, aún con un patrón simétrico para la apertura en el plano de masa, la distribución de potencia no es del todo simétrica. Se puede observar como llega más potencia al puerto situado en el lado del stub (P2) en la banda de trabajo.

## - 5 elementos.

Se juega con el ancho de todos los parches, menos el central. Última optimización de la distancia entre parches.

-Cotas:

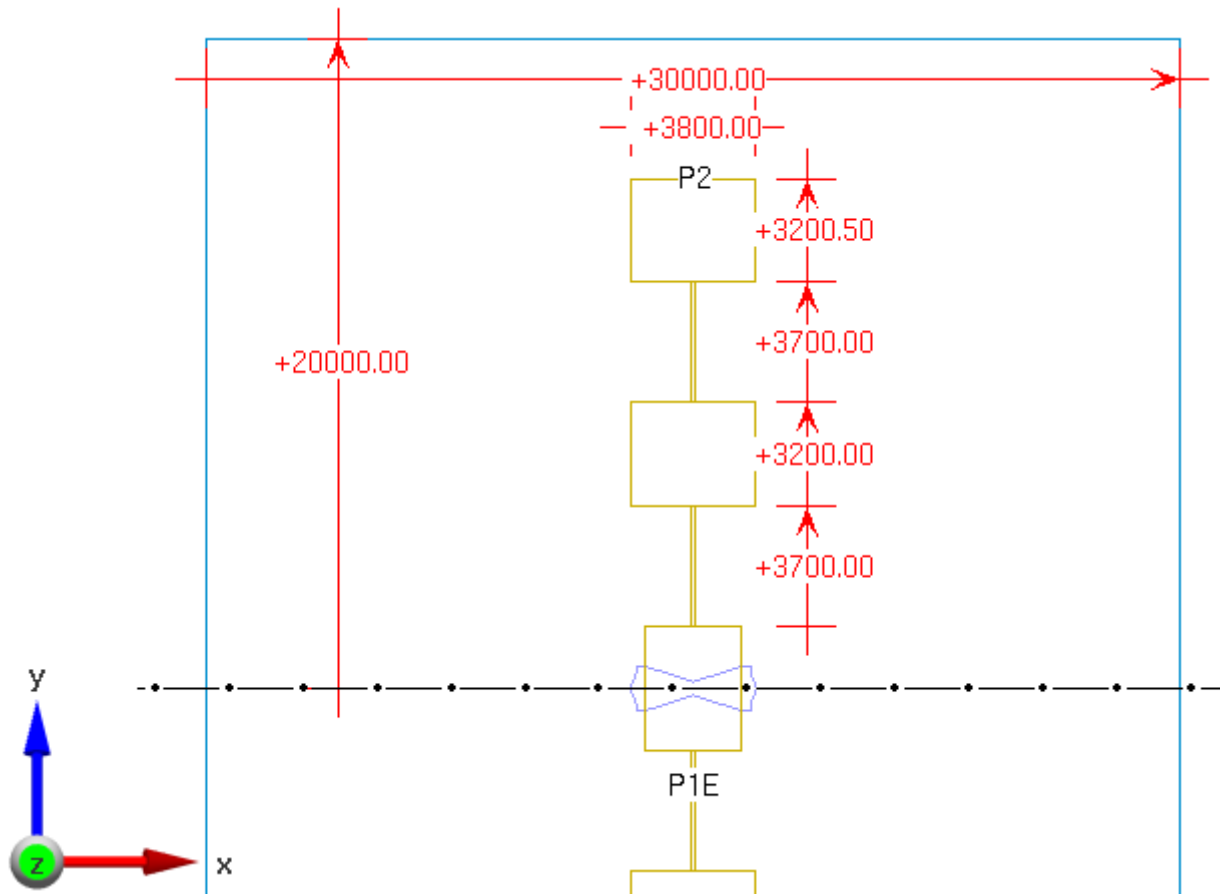


Figura 6.8: Cotas del diseño optimizado. Fila con cinco elementos. Se aprecia también la apertura de *Control\_6*.

–Diagrama de radiación:

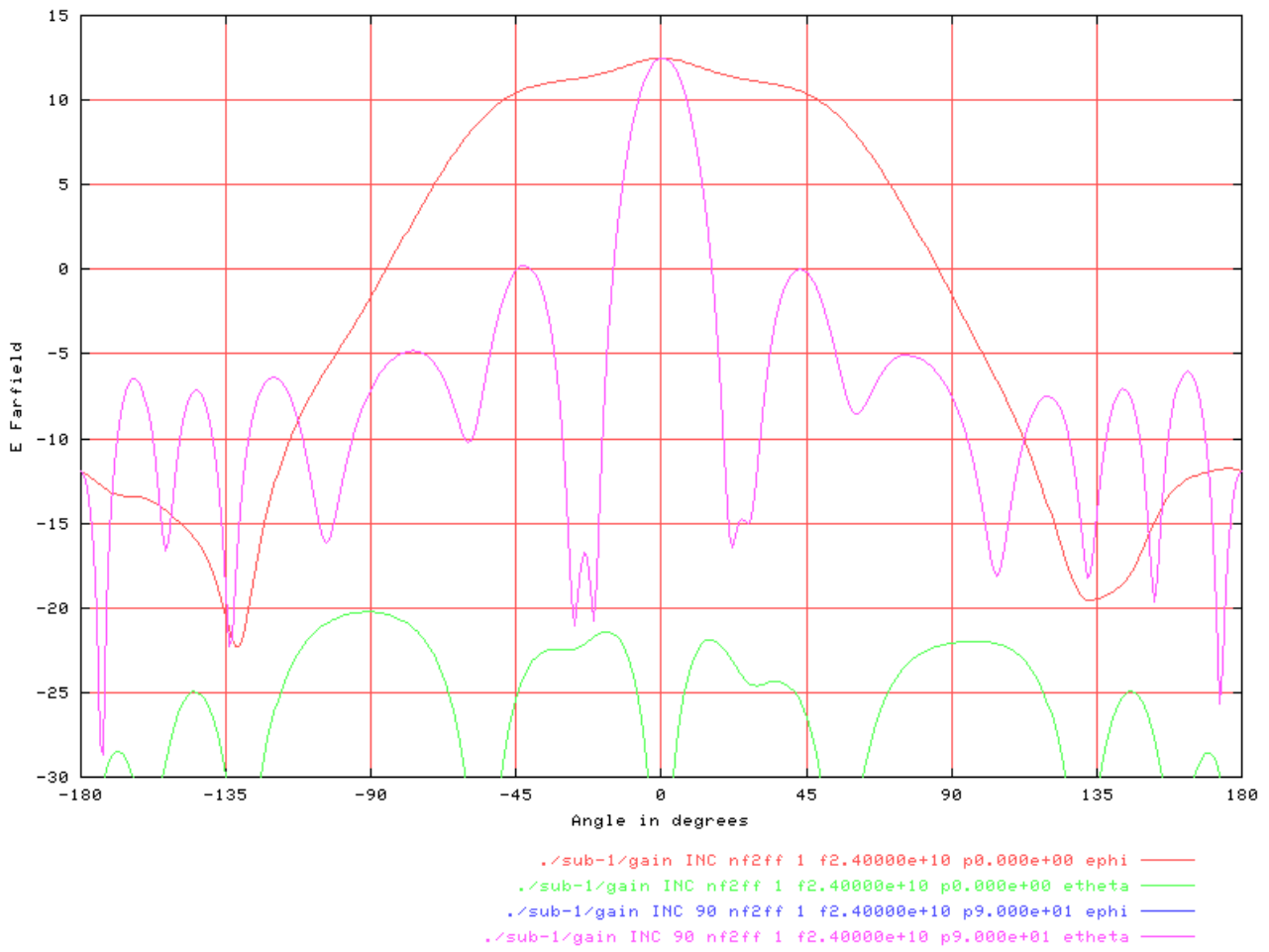


Figura 6.9: Ganancia para fila con cinco elementos. Se muestra la ganancia, teniendo en cuenta pérdidas por disipación de potencia en el material y por reflexión en el puerto P1. Rosa: Componente  $E_{\theta}$  en el plano  $X=0$ . Rojo: componente  $E_{\phi}$  en el plano  $Y=0$ .

–Potencia en los extremos de la fila:

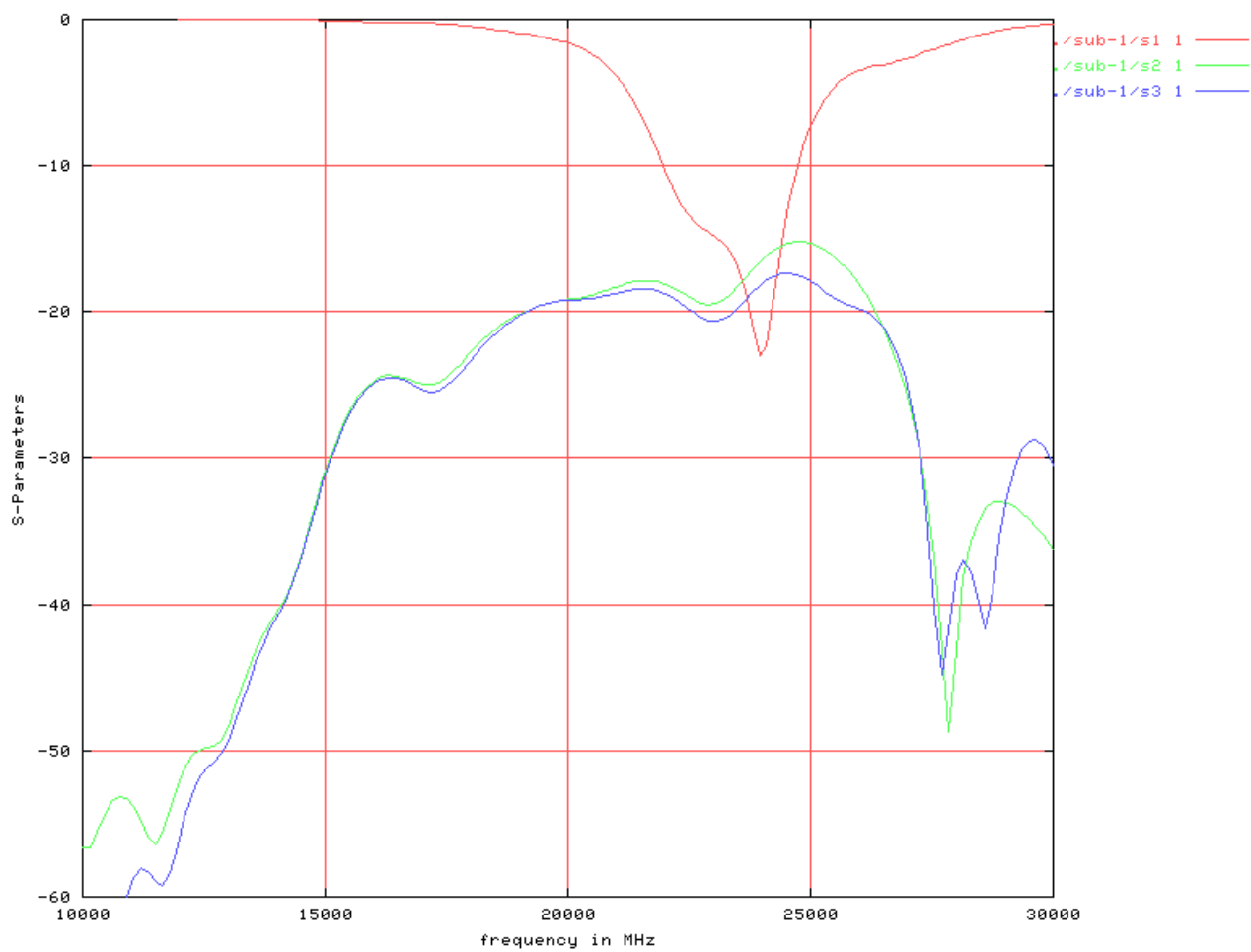


Figura 6.10: Transmisión de potencia a los extremos de la fila (S21 y S31). Además, parámetro S11. Fila con cinco elementos.



## - 9 elementos.

Optimizamos los cuatro parches de los extremos. Los cinco centrales quedan con la misma medida que la optimizada para 5 elementos por fila. Los cuatro parches de los extremos funcionan mejor con un ancho menor al de los cinco centrales.

–Cotas:

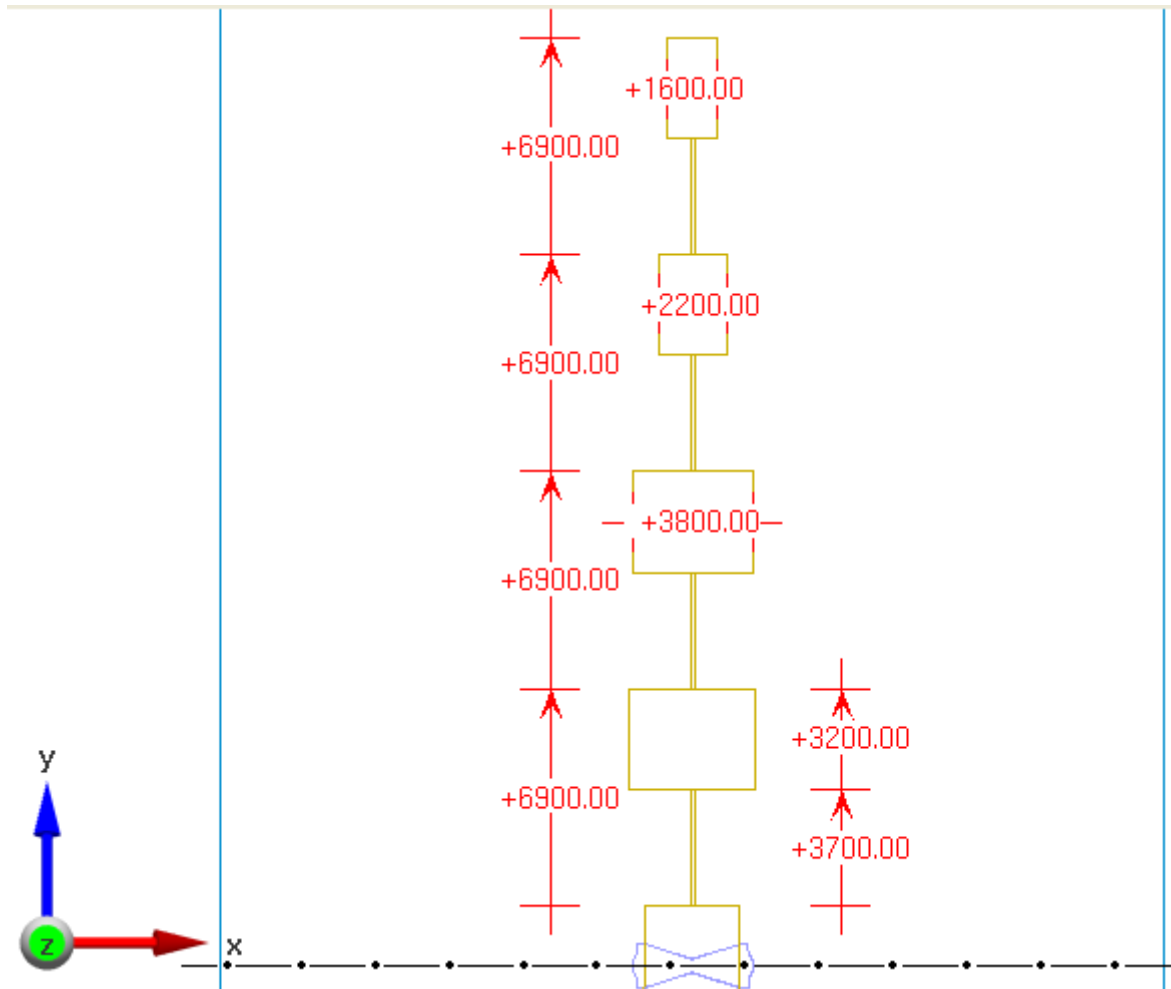


Figura 6.11: Cotas del diseño optimizado. Fila con nueve elementos. Se aprecia también la apertura de *Control\_6*.

–Diagrama de radiación:

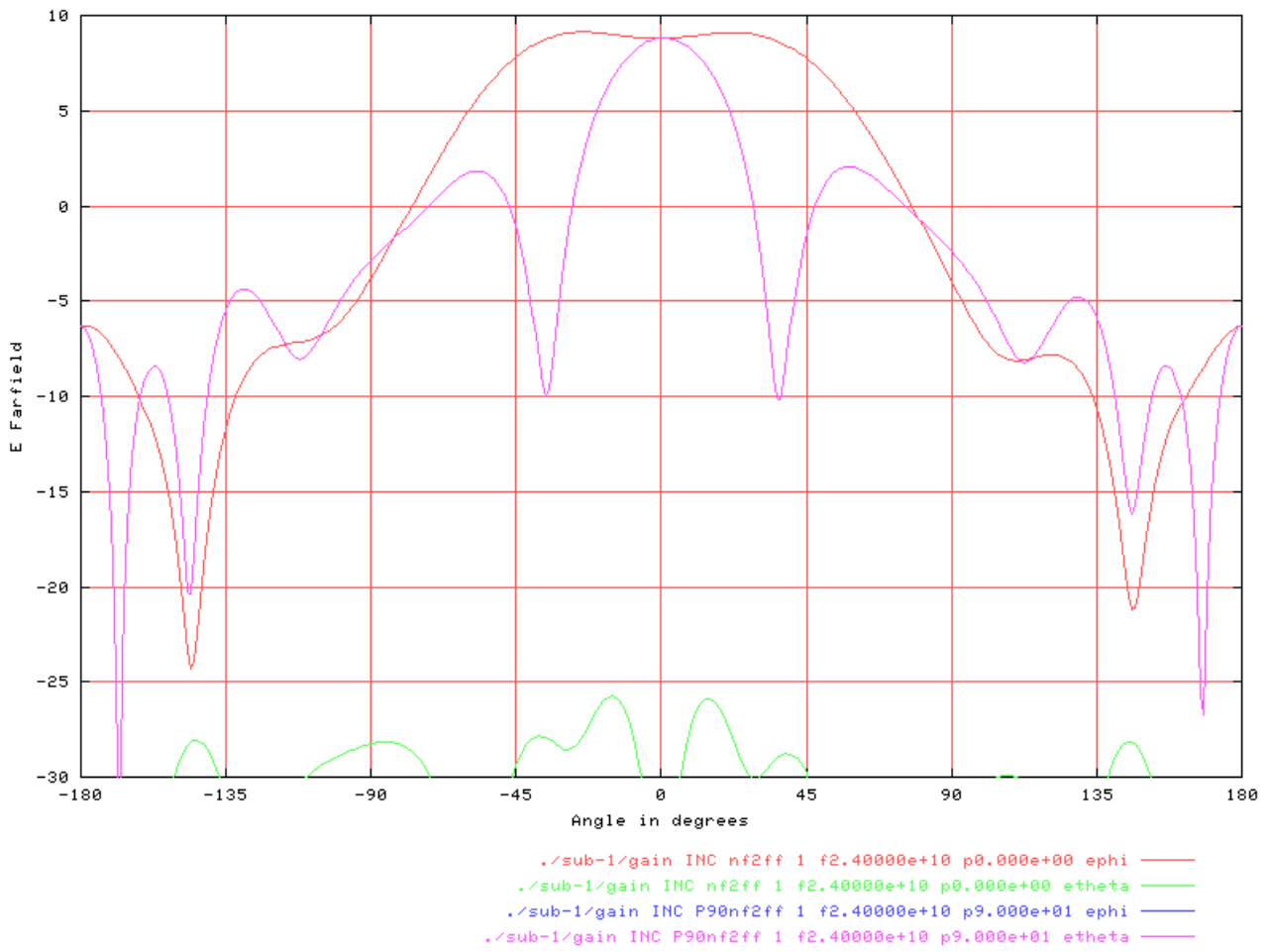


Figura 6.12: Ganancia para fila con nueve elementos. Se muestra la ganancia, teniendo en cuenta pérdidas por disipación de potencia en el material y por reflexión en el puerto P1. Rosa: Componente  $E_{\theta}$  en el plano  $X=0$ . Rojo: componente  $E_{\phi}$  en el plano  $Y=0$ .

–Potencia en los extremos de la fila:

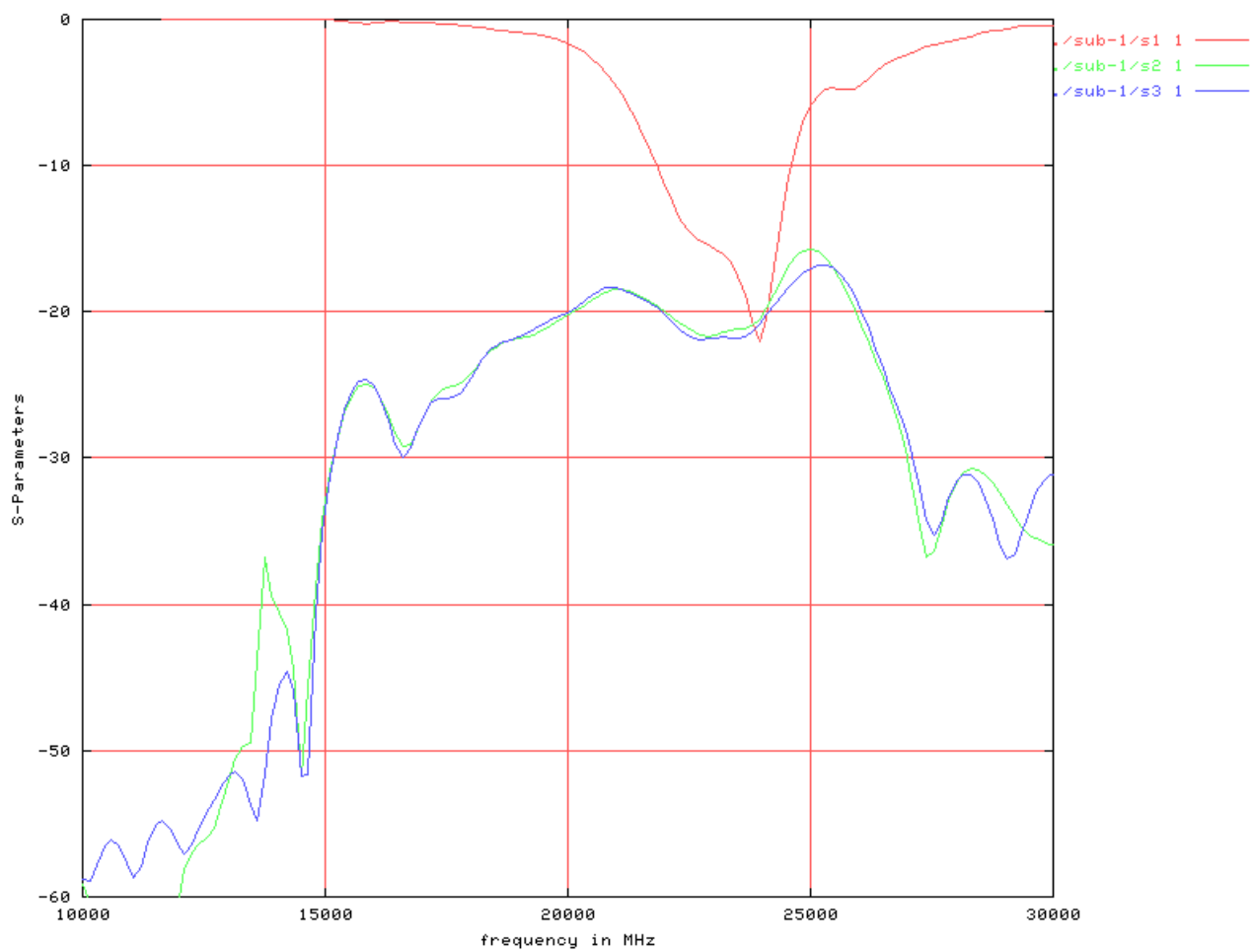


Figura 6.13: Transmisión de potencia a los extremos de la figura (S21 y S31). Además, parámetro S11. Fila con nueve elementos.

### - 11 elementos.

Los dos parches de los extremos son óptimos con un grosor igual al de los parches de los extremos en el diseño optimizado para 9 elementos por columna. Con 11 elementos no obtenemos todavía el NLPS mínimo exigido (15 dB).

–Cotas:

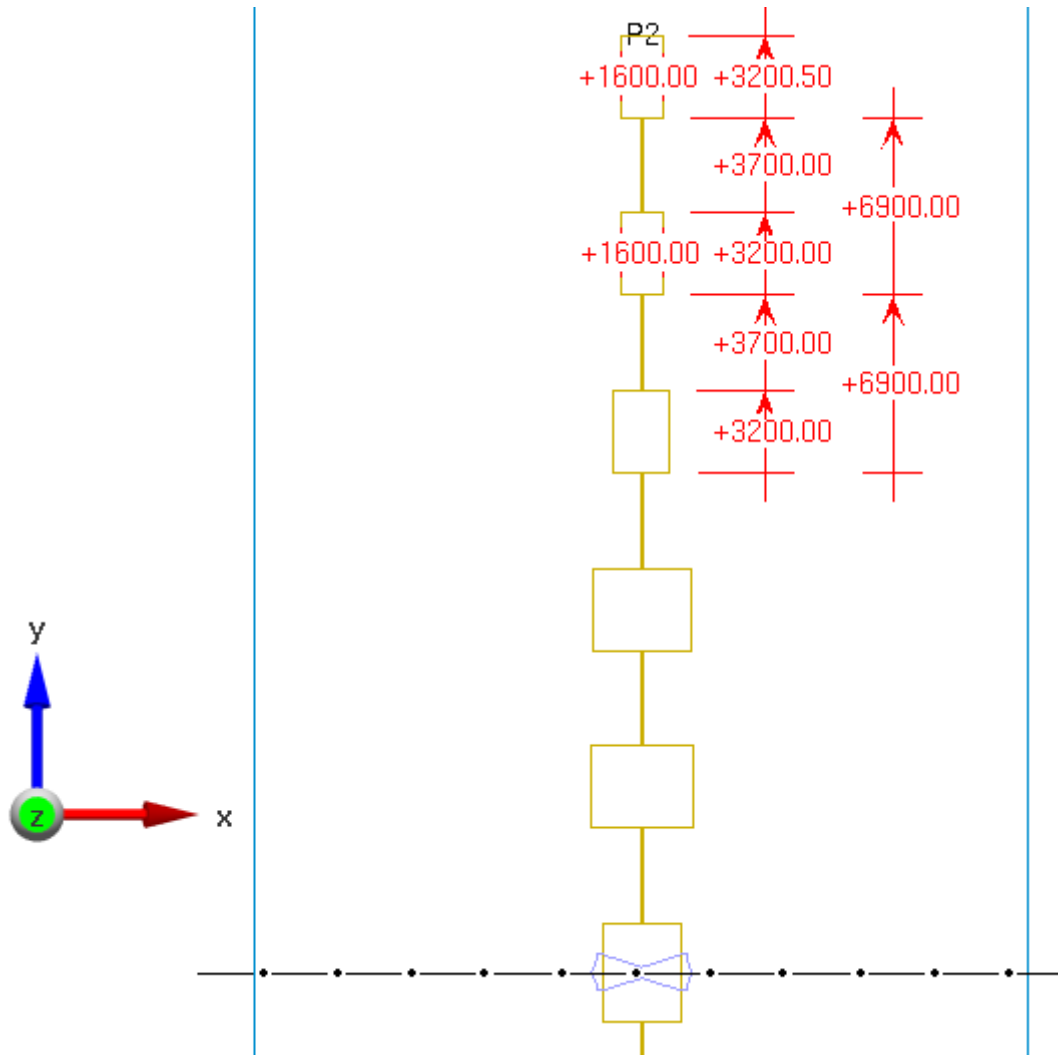


Figura 6.14: Cotas del diseño optimizado. Fila con once elementos. Se aprecia también la apertura de *Control\_6*.

–Diagrama de radiación:

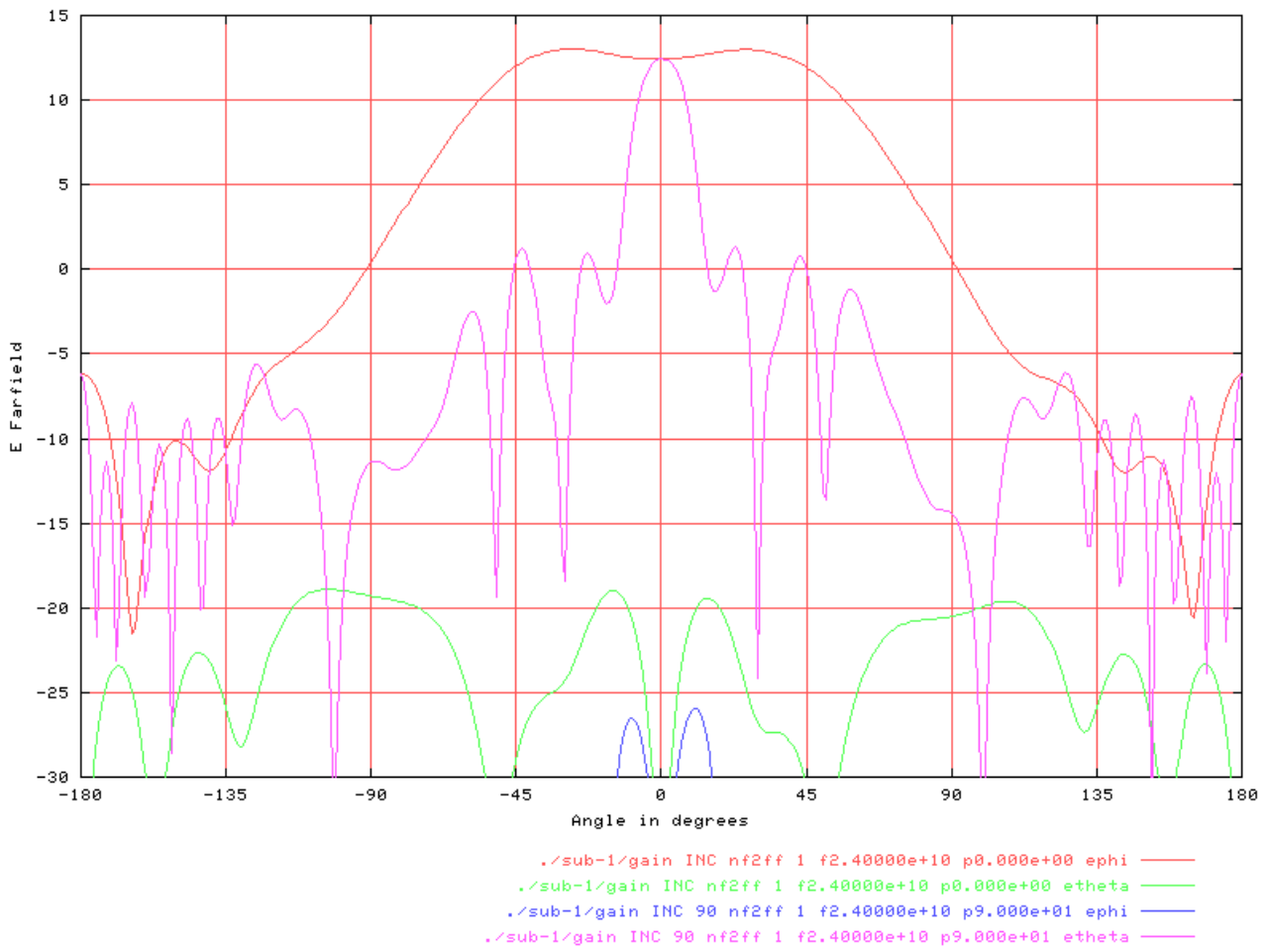


Figura 6.15: Ganancia para fila con once elementos. Se muestra la ganancia, teniendo en cuenta pérdidas por disipación de potencia en el material y por reflexión en el puerto P1. Rosa: Componente  $E_{\theta}$  en el plano  $X=0$ . Rojo: componente  $E_{\phi}$  en el plano  $Y=0$ .

–Potencia en los extremos de la fila:

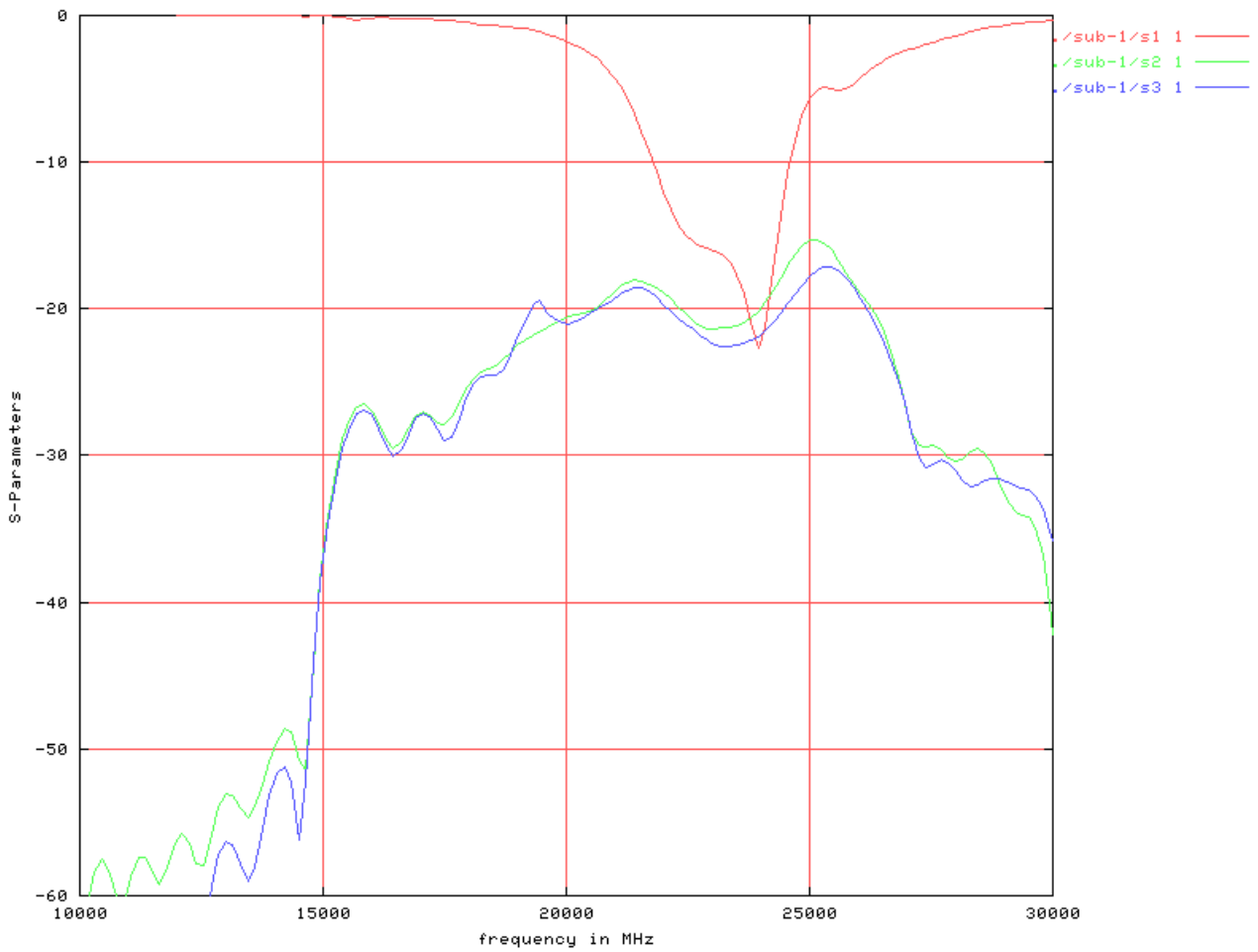


Figura 6.16: Transmisión de potencia a los extremos de la figura (S21 y S31). Además, parámetro S11. Fila con once elementos.

Tal y como se comentó, aún con un patrón simétrico para la apertura en el plano de masa, la distribución de potencia no es del todo simétrica. Se puede observar como llega más potencia al puerto situado en el lado del stub (P2) en la banda de trabajo.

**- 13 elementos.**

Con 13 elementos por fila ya se supera la especificación de NLPS > 15 dB.

–Cotas:

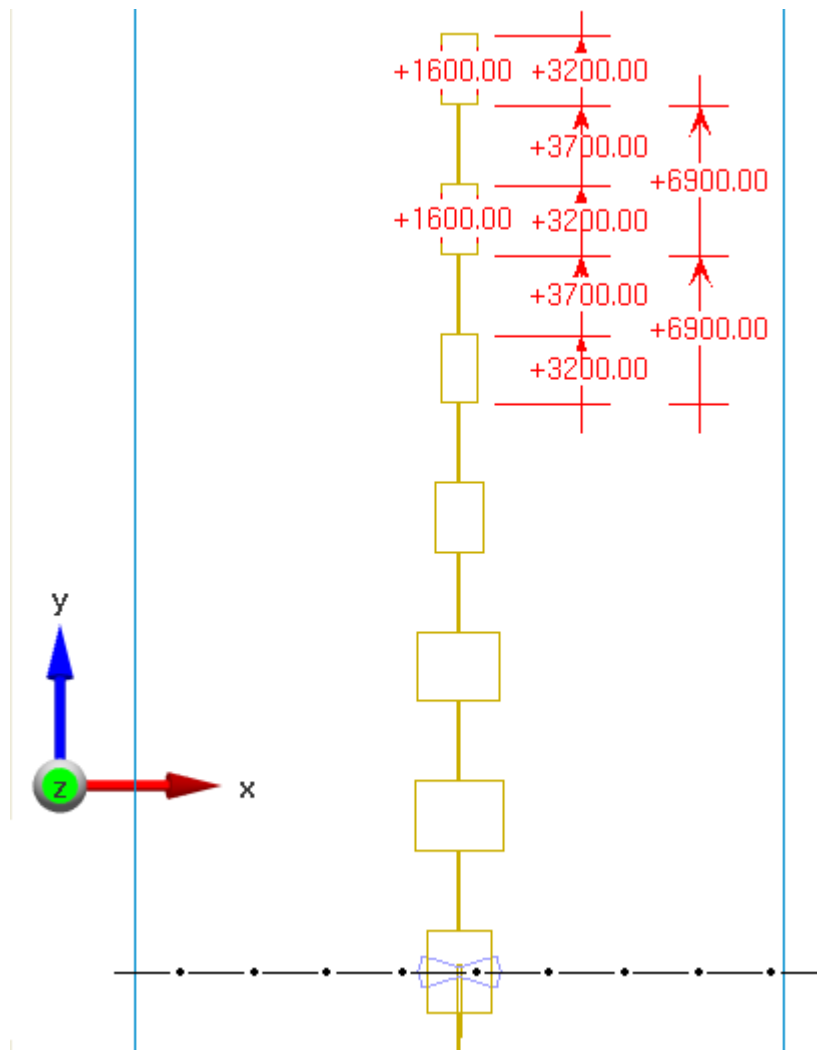


Figura 6.17: Cotas del diseño optimizado. Fila con trece elementos. Se aprecia también la apertura de *Control\_6*.

–Diagrama de radiación:

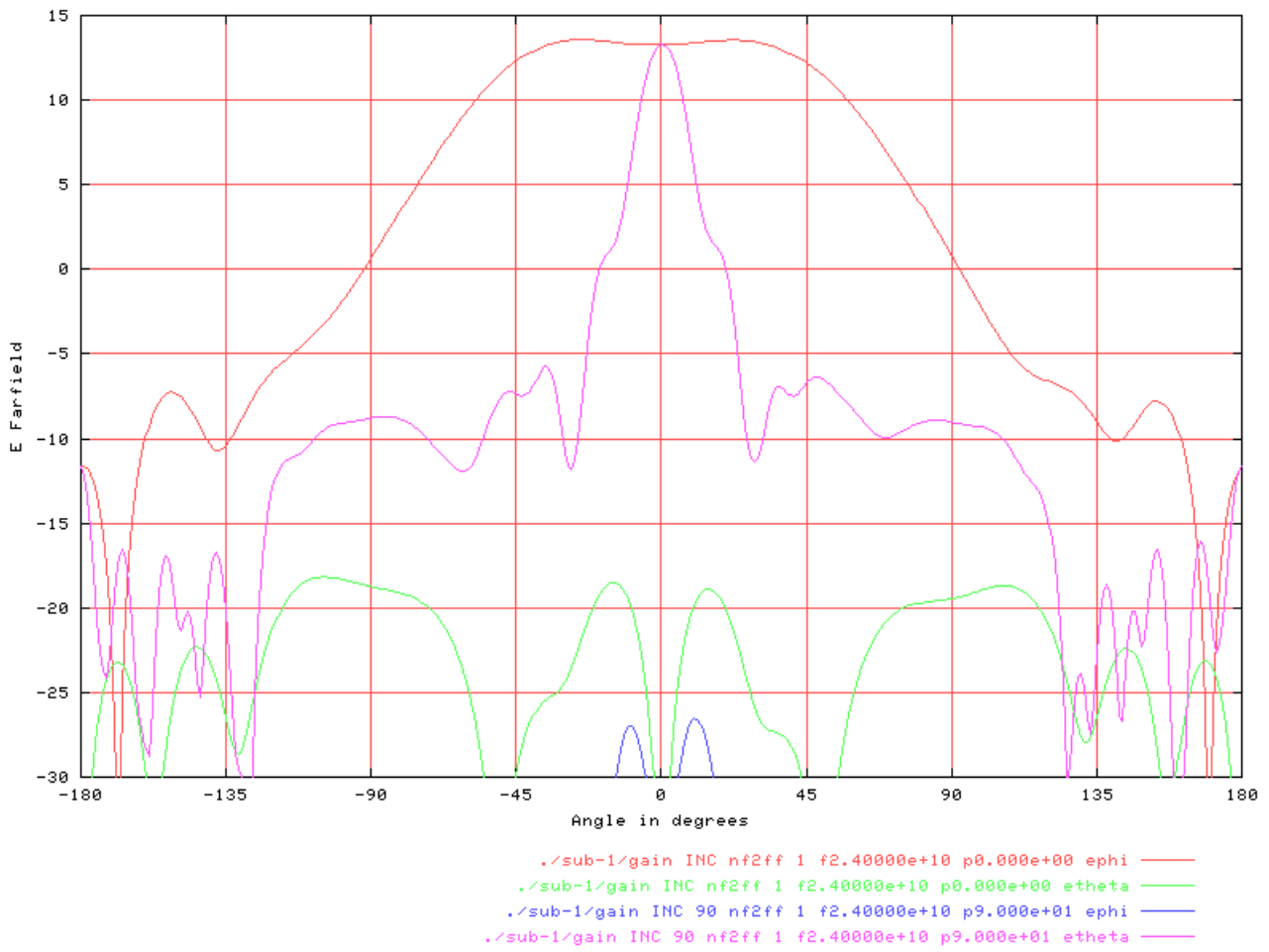


Figura 6.18: Ganancia para fila con trece elementos. Se muestra la ganancia, teniendo en cuenta pérdidas por disipación de potencia en el material y por reflexión en el puerto P1. Rosa: Componente  $E_{\theta}$  en el plano  $X=0$ . Rojo: componente  $E_{\phi}$  en el plano  $Y=0$ .



–Potencia en los extremos de la fila:

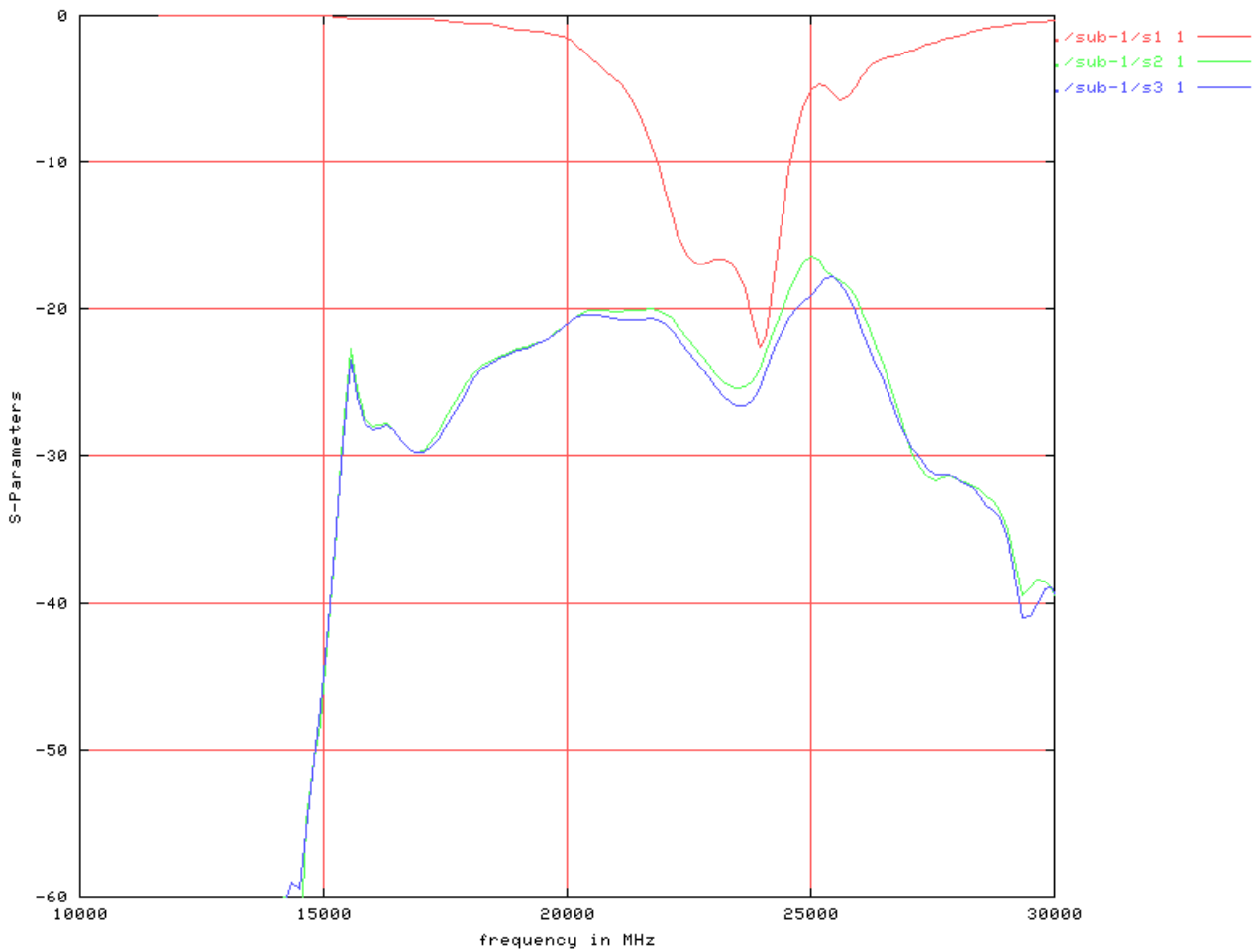


Figura 6.19: Transmisión de potencia a los extremos de la figura (S21 y S31). Además, parámetro S11. Fila con trece elementos.

Tal y como se puede apreciar en la figura, la potencia ya ha caído bastante en los extremos de la fila. Agregando más parches no se mejora mucho más el diagrama de radiación.

### 6.3. Decisión final.

Tras observar los diagramas de radiación y los gráficos S21 y S31 consideramos que trece parches resulta un buen compromiso entre prestaciones y complejidad.

Con 11 parches no se cumple el requisito de tener un NLPS mayor o igual a 15 dB. 15 parches por filas apenas mejora el valor de NLPS alcanzado.

En el siguiente apartado, se estudiará el impacto en el ancho de banda (medido sobre las variaciones en el diagrama de radiación) debido a utilizar una topología de alimentación serie en las filas. Se verá como lo que limita la desviación frecuencial máxima -definiendo, pues, el ancho de banda- es el empeoramiento en el NLPS.

### **- Parámetros de ajuste.**

Es posible jugar con el ancho de los parches para adaptar impedancias. Esto evitará que la potencia inyectada sea reflejada de nuevo al puerto. El ancho del parche central es crítico para que la mayor parte de la potencia sea transferida a la cara de los parches. El resto de ancho de parches tienen impacto en el parámetro S11, pero sobre todo en el ajuste del diagrama de radiación.

Se puede ajustar la frecuencia central de trabajo aumentando o disminuyendo la distancia entre los parches de la fila, conforme a lo comentado al principio de este apartado.

No se ha modificado el tamaño de la cavidad para las pruebas realizadas: es la misma que la usada en *Control\_6*.

## 7. Array completo.

Se desarrolló el array completo considerando tan solo tres filas activas. Esto fue sugerencia del jefe de proyectos. Dado que la antena está enfocada a un prototipo en donde se utilicen MEMS a modo de *prueba de concepto*, no se quiere una complejidad excesiva en la electrónica RF. Se limita, pues, el número de canales.

### - Distancia entre filas.

Tal y como se verificará más adelante, no es posible estimar el diagrama de radiación del array como el producto del diagrama de radiación de una fila y una componente dependiente de la disposición geométrica de éstas (factor de array). No obstante, sirva como primera aproximación las consideraciones comunes deducibles a partir del factor de array:

- Distancia entre filas: Menor que  $\lambda/2$  para evitar la existencia de varios lóbulos principales, especialmente cuando se escanea cerca del límite.
- Máxima directividad: todas las filas tienen alimentación de igual amplitud. En cualquier caso, la amplitud de alimentación es decisión de quien diseña la electrónica/red de alimentación del prototipo.
- Desfase progresivo entre las alimentaciones de cada fila variable. Dicho desfase entre alimentaciones determinará el ángulo de escaneo.

La distancia entre filas del array es una medida crítica. Un valor muy elevado favorece la aparición de lóbulos secundarios prominentes o, incluso, de varios principales. Cuanto mayor sea el ángulo  $\theta$  de escaneo, (mayor separación del haz principal de la normal), más crítica será la situación. Al aumentar dicho ángulo, aparecen otros lóbulos en el semiplano opuesto al de escaneo.

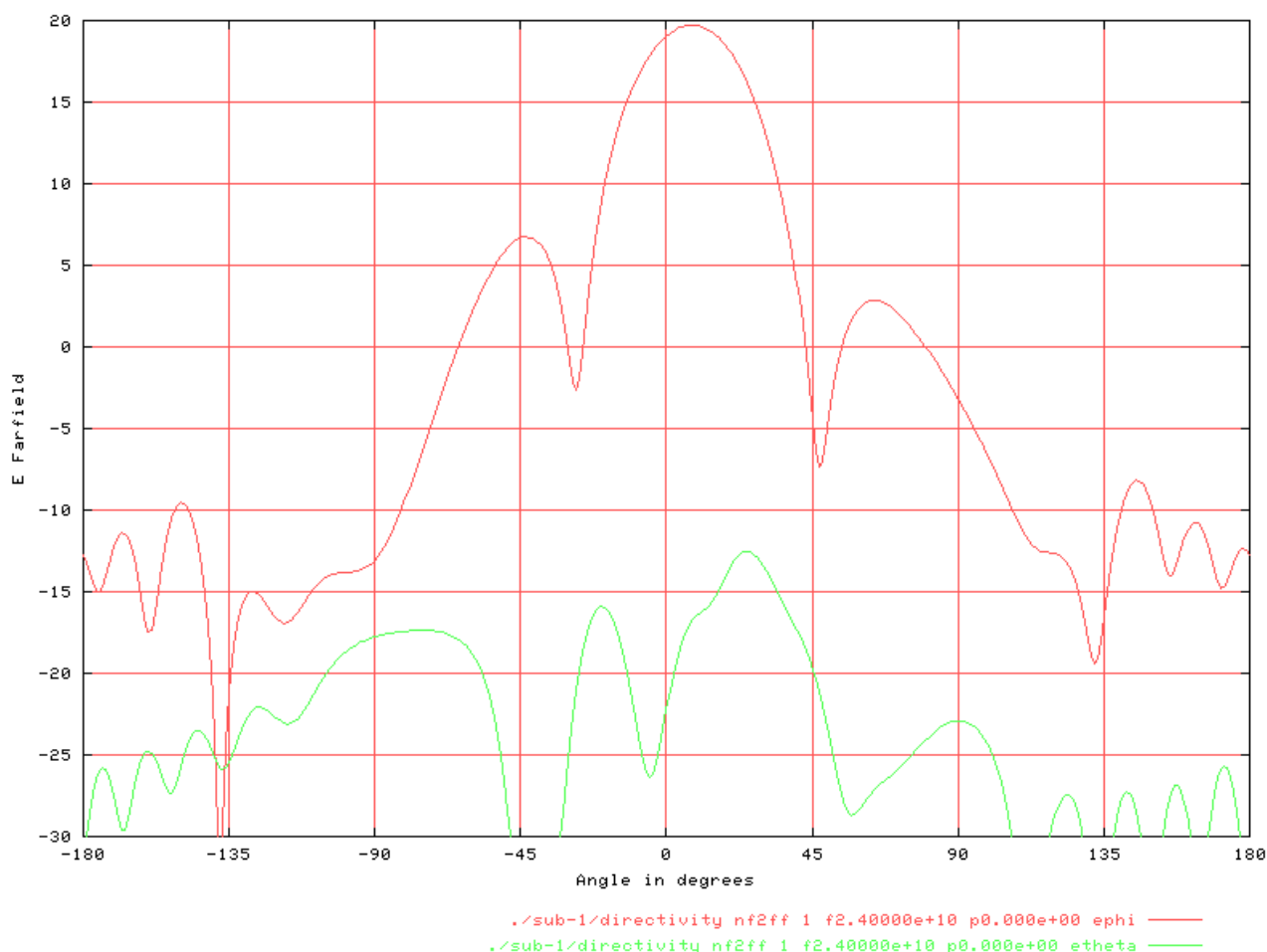


Figura 7.1: Problema de lóbulos secundarios en un array que no escanea bien. Desfase progresivo entre puertos de 30° a 24 Ghz. Ángulo de escaneo de 8.1°. NLPS=13 dB (no cumple las especificaciones). Rojo: componente  $E_{\phi}$  en el plano Y=0. Verde, componente  $E_{\theta}$  en el plano Y=0.

Debe tenerse presente que en todo el rango de escaneo debe mantenerse un NLPS mayor o igual a 15 dB. Dicho de otro modo, el valor NLPS del diagrama de radiación limita el ángulo máximo de escaneo.

Tal y como se comentó en el apartado anterior, inicialmente se consideró el uso del diseño *Control\_6* para el desarrollo del array. Por dos motivos:

- La estructura era más compacta. El tamaño de la apertura (longitud máxima en el eje X) es menor en *Control\_6*, tal y como se puede apreciar en las cotas de ambos diseños.
- La cavidad que forman las vías en *Control\_6* es más cerrada que la de *Control\_8*. Esto daba a pensar, a priori, que habría menos acoplos entre filas próximas con *Control\_6*.

De ese modo, se desarrolló una versión de array utilizando el elemento sencillo *Control\_6*. Por la situación espacial, se consiguió una distancia entre filas mínima de 7000 micras. La longitud de onda a 24 Ghz en el vacío es de 12.5 mm. Por lo tanto:

$$\lambda/2 = 6250 \mu m < 7000 \mu m$$

Es de esperar problemas por lóbulos secundarios o por varios lóbulos principales al escanear. A continuación, se desarrolló una versión más compacta, usando el diseño *Control\_8*, con una distancia entre filas de 4800 micras y un acoplo entre filas menor de lo esperado.

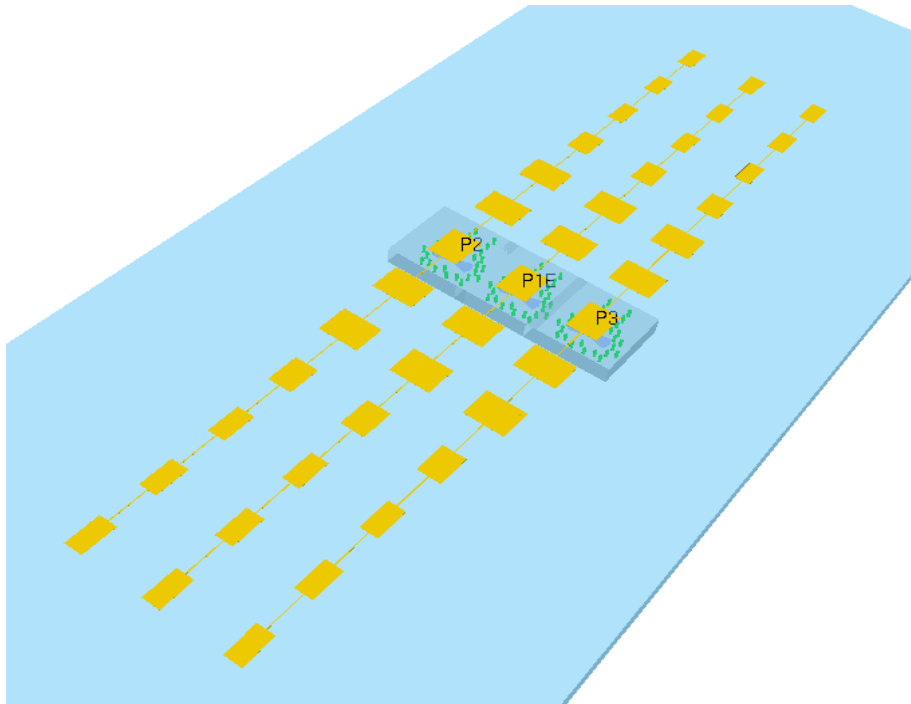


Figura 7.2: Vista 3D del array basado en el diseño *Control\_6*. Las aperturas tienen una separación de 7000 micras.

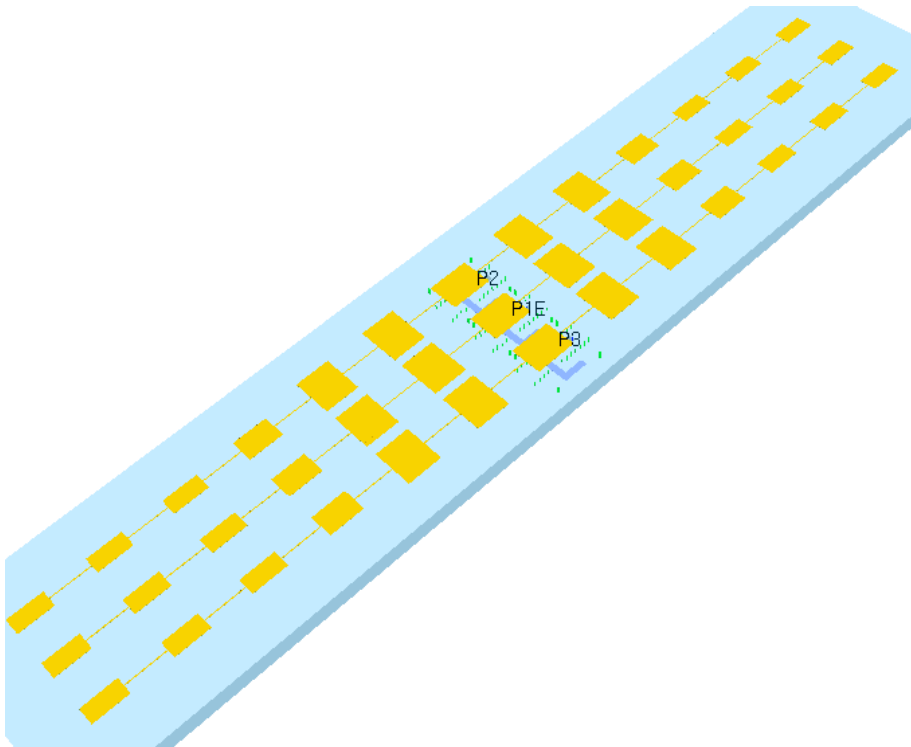


Figura 7.3: Vista 3D del array basado en el diseño *Control\_8*. Las aperturas tienen una separación de 4800 micras.

### - Interferencia entre filas.

Al colocar dos filas de parches próximas se producen interferencias entre ellas. En particular nos interesa comprobar el acoplo entre puertos de filas próximas y las variaciones en el diagrama de radiación de cada fila. Analizaremos los acoplos entre puertos mediante gráficas de parámetros S.

## 7.1. Montaje: tres filas. Disposición física.

Detallamos aquí la disposición de las tres filas activas en el array, tanto para el array basado en el diseño *Control\_6* como el basado en el *Control\_8*.

### -Control\_6:

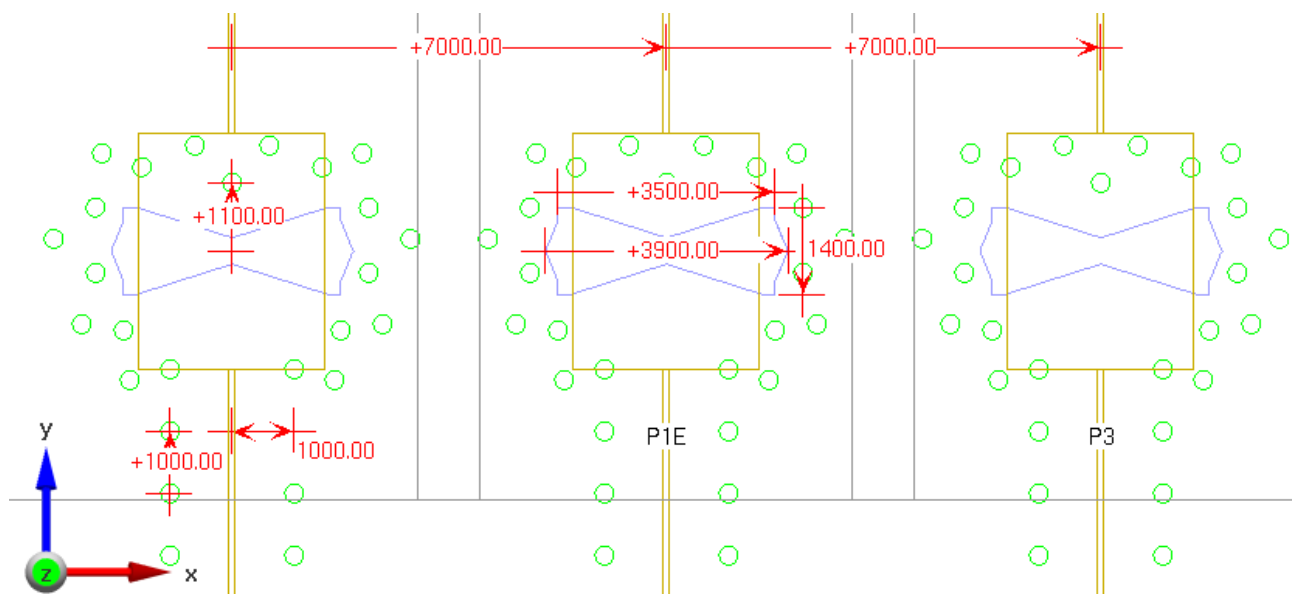


Figura 7.4: Cotas. Detalle de los parches centrales. Array basado en el diseño *Control\_6*. En verde, las vías que unen los dos planos de masa. Se puede apreciar también la apertura en el plano de masa (azul) y el parche central con las dos líneas de alimentación serie.

Cabe mencionar que, basados en *Control\_6* se han diseñado varios arrays con distancias entre filas de menos de 7000 micras. No son incluidos en la presente memoria por espacio.

Se reducía dicha distancia reduciendo la apertura. Ello suponía una pérdida de ancho de banda en el elemento sencillo y un aumento considerable del acoplo entre puertos de filas próximas. La pérdida de ancho de banda y de aislamiento entre puertos no compensaba la mejora del nivel de lóbulo principal-secundario.

### -Control\_8:

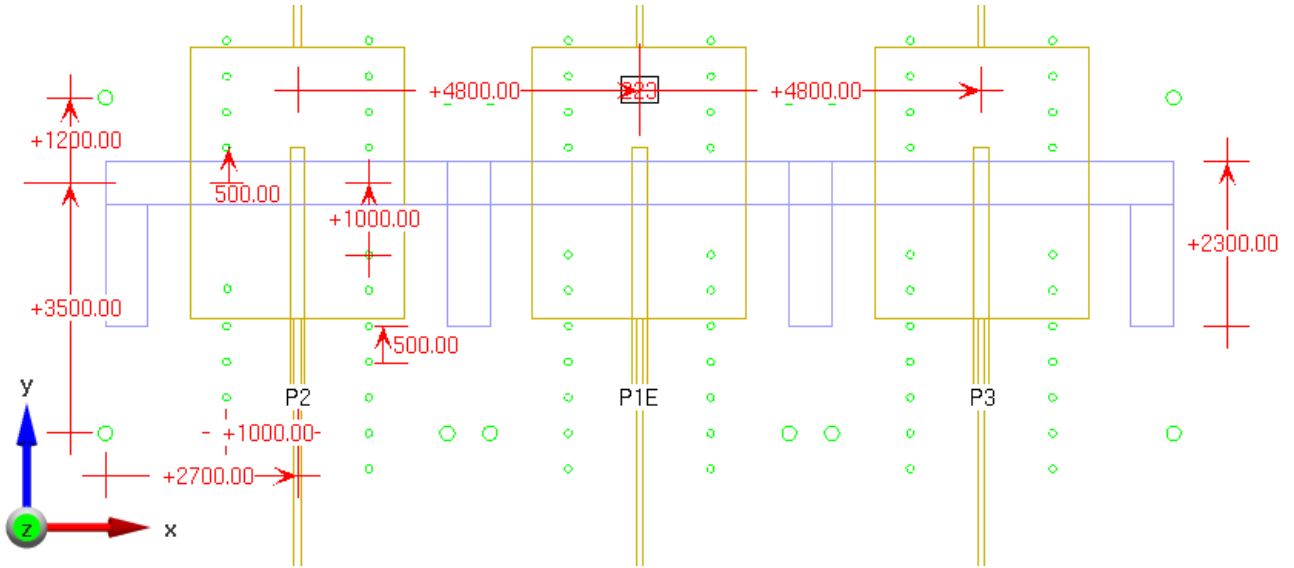


Figura 7.5: Cotitas. Detalle de los parches centrales. Array basado en el diseño *Control\_8*. En verde, las vías que conectan los dos planos de masa. Los diámetros son de 100 micras para las pequeñas y de 300 para las grandes. El grosor de la apertura (azul) es de 600 micras.

Uniendo todas las aperturas en el plano de masa se consigue reducir al máximo la distancia entre filas. En contra de lo que pudiera parecer en un comienzo, esto no implica un mal aislamiento entre filas.

## 7.2. Análisis de resultados.

Evaluamos los resultados del diseño basado en *Control\_8*.

### - Notas sobre el diagrama de radiación.

Como es sabido, el diagrama de radiación de la agrupación de elementos iguales se calcula como sigue:

$$\vec{E}(\hat{r}) = \vec{E}_o(\hat{r}) \cdot \sum_N a_N e^{jn\Psi}$$

$$\Psi = k \cdot d \cdot \cos(\theta) + \alpha$$

$$FA = \sum_N a_N e^{jn\Psi}$$

En donde  $\vec{E}_o(\hat{r})$  es el diagrama de radiación del elemento sencillo y multiplica al factor de array (FA). Esto no modela las interferencias entre elementos de dicha agrupación.

En nuestro caso, no podemos estudiar el array mediante su factor de array. La influencia que sufren las antenas es considerable, especialmente, en la versión con distancia entre filas de 4800 micras.

Es interesante comprobar esto. Para ello, basta con realizar tres simulaciones. En cada una de ellas activamos un puerto y dejamos al resto como meras cargas pasivas. Se puede observar como cada fila presenta un diagrama de radiación muy diferente al resto.

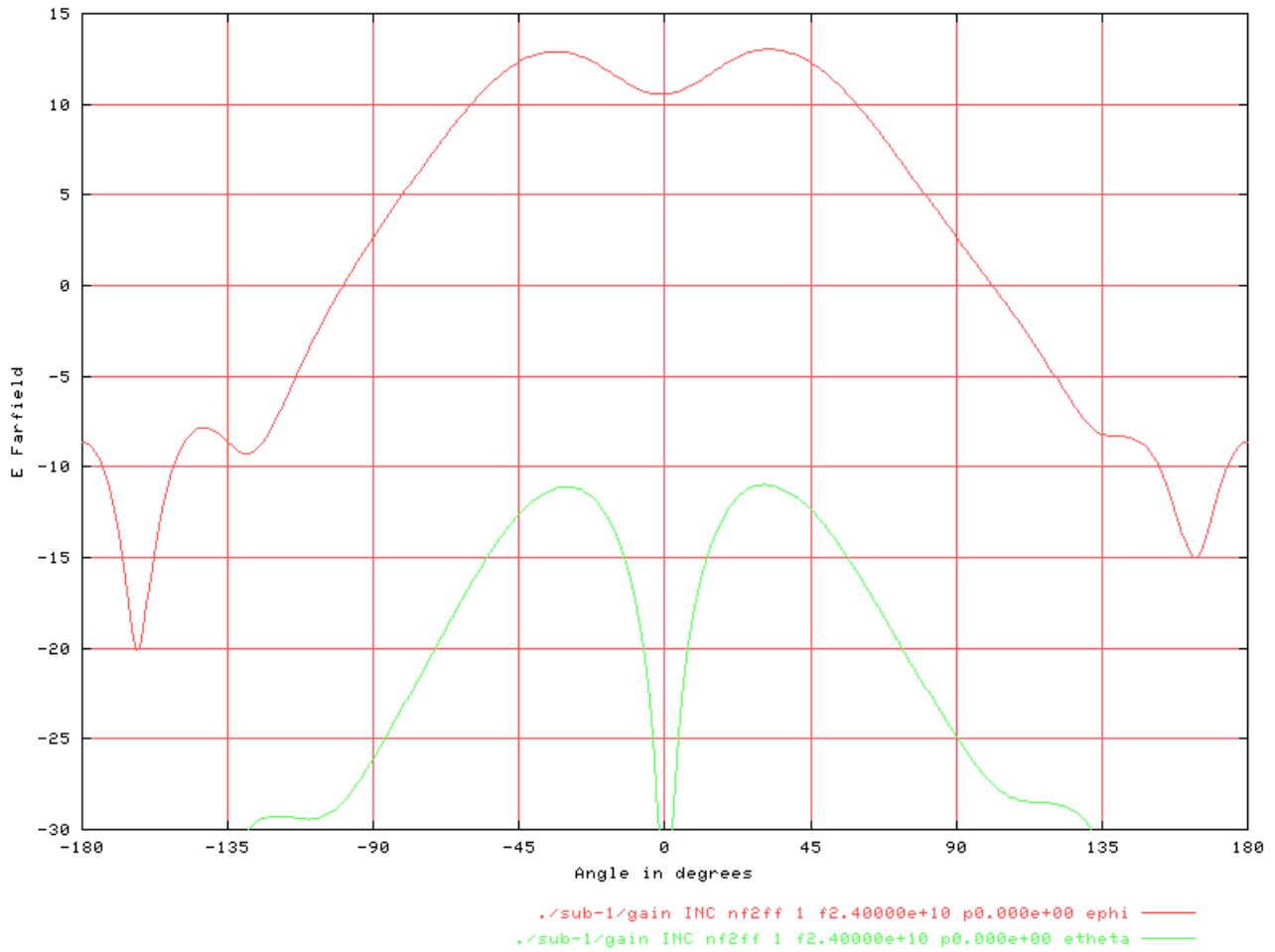


Figura 7.6: Ganancia de la fila central. P1, puerto activo. P2 y P3 cargas pasivas. Rojo: componente  $E_{\phi}$  en el plano  $Y=0$ . Verde, componente  $E_{\theta}$  en el plano  $Y=0$ . El rizado en la componente de campo principal es de 2.4 dB. Es posible reducirlo jugando con el tamaño del plano de masa.



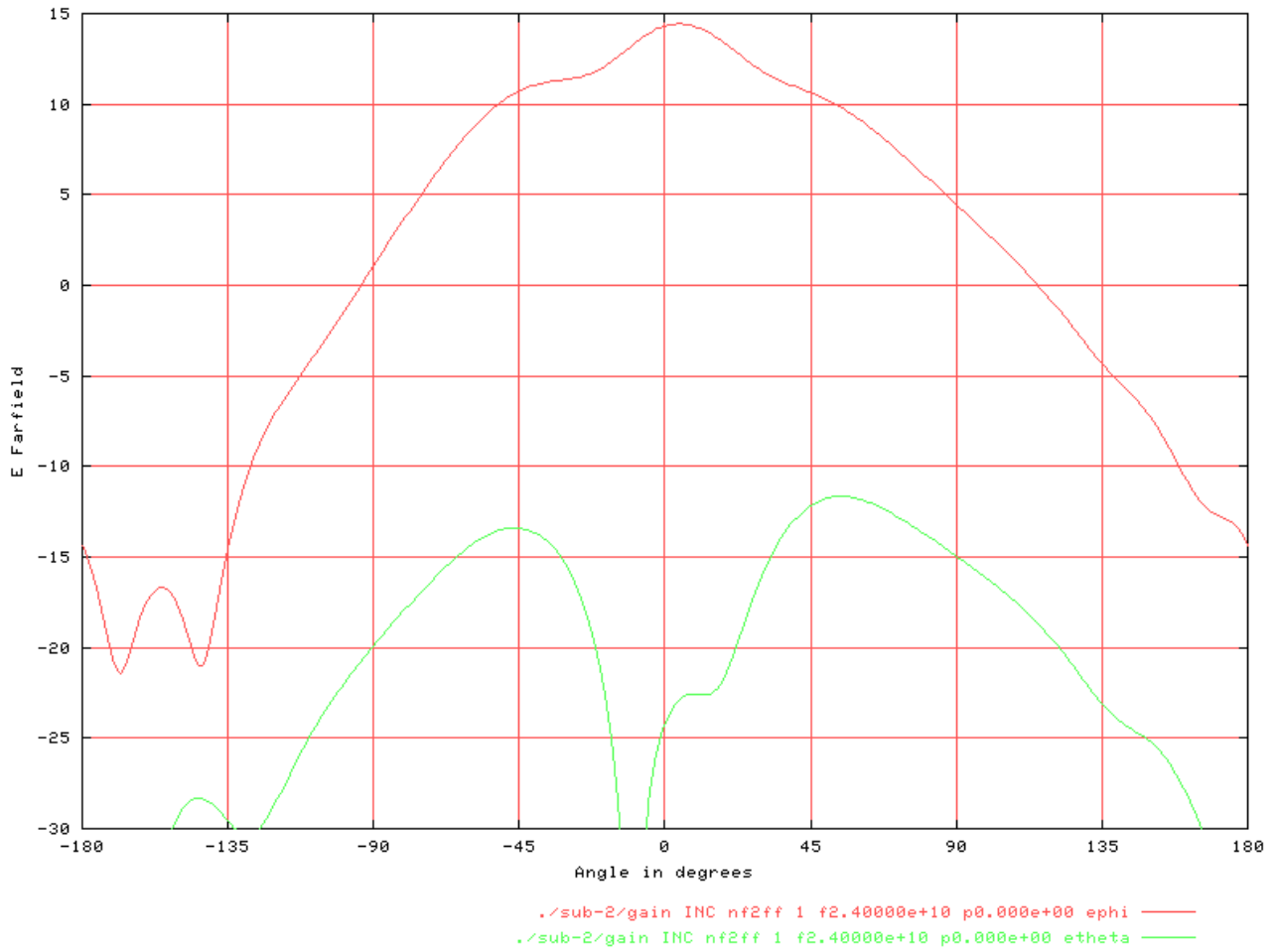


Figura 7.7: Ganancia de la fila izquierda. P1, puerto activo. P2 y P3 cargas pasivas. Rojo: componente  $E_{\phi}$  en el plano  $Y=0$ . Verde, componente  $E_{\theta}$  en el plano  $Y=0$ . Presenta ganancia máxima en  $\theta=5^{\circ}$ .

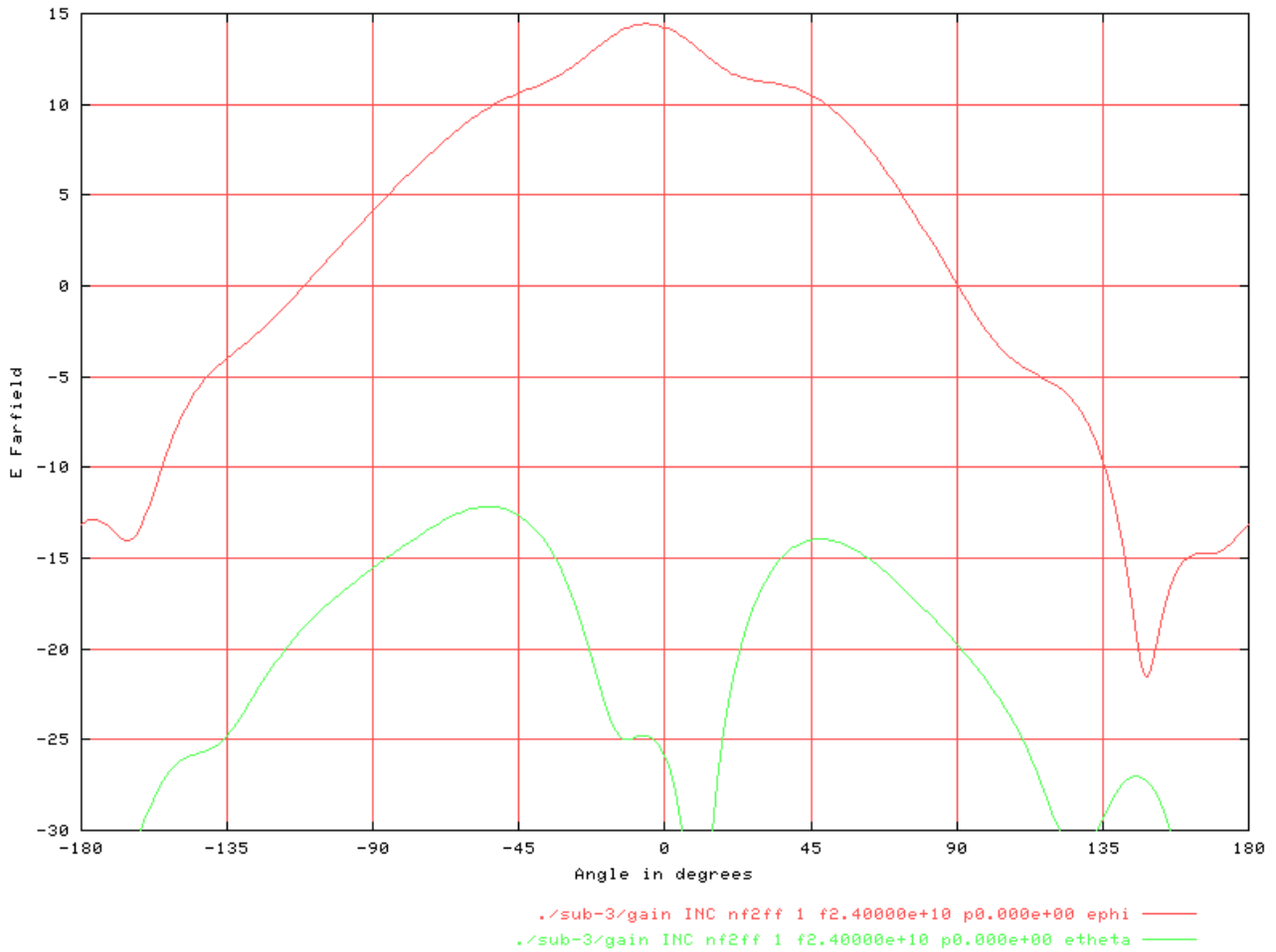


Figura 7.8: Ganancia de la fila derecha. P1, puerto activo. P2 y P3 cargas pasivas. Rojo: componente  $E_{\phi}$  en el plano  $Y=0$ . Verde, componente  $E_{\theta}$  en el plano  $Y=0$ . Presenta ganancia máxima en  $\theta = -5^\circ$ .

En principio esto no es un problema. Basta realizar una serie de simulaciones modificando la fase variable  $\alpha$  para verificar el rango de escaneo del array. No es suficiente con estimar dicho ángulo de escaneo sobre la gráfica del factor de array, con el margen visible.

De desearse que las tres filas tengan un diagrama de radiación más parecido entre sí, es posible utilizar filas pasivas. Éstas tienen la fila de parches, la cavidad, la apertura y la línea Microstrip, aunque ésta va a una carga adaptada conectada a masa, en vez de a un puerto activo. Dichas filas pasivas se colocan en los extremos, quedando las activas en el centro. En la siguiente imagen, se puede apreciar el concepto, aplicado al array basado en *Control\_6*, con una distancia entre filas de 7000 micras.

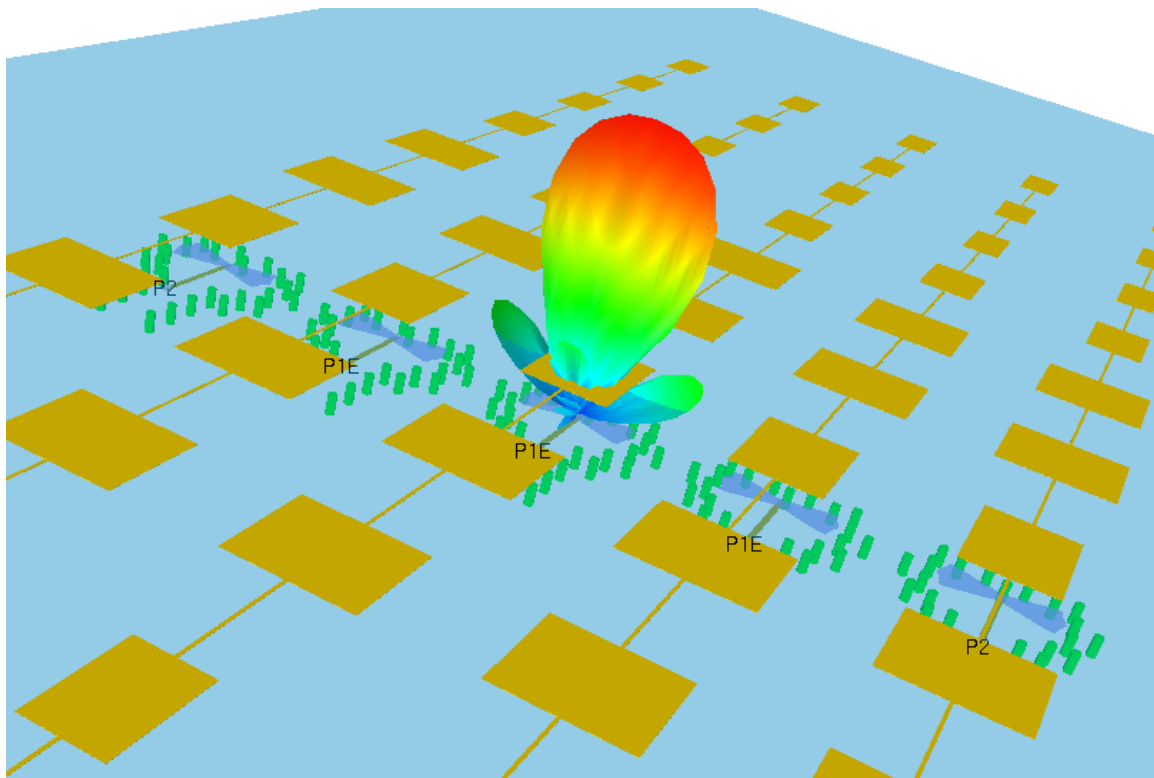


Figura 7.9: líneas pasivas en los extremos. En el centro, las tres líneas activas (el programa Empire las marca con una “E”). Se puede apreciar en el diagrama de radiación los dos lóbulos secundarios. También se pueden apreciar la apertura en el plano de masa, las vías y el conductor que excita la apertura. NLPS=16.5 dB. Ángulo de escaneo 0°

En una fase intermedia del desarrollo del array se consideró la posibilidad de utilizar estas filas pasivas para modificar el diagrama de radiación conjunto. No fue utilizada dicha opción porque se pudo disponer de un diseño con filas activas más juntas que mejoraba el escaneo en el plano  $Y=0$  sin necesidad de consumir material adicional.

También se consideró la posibilidad de utilizar éstas filas pasivas para reducir el acoplo entre filas. Para ello, se colocaban filas pasivas entre dos activas. El beneficio no compensaba el aumento de complejidad en el array.

A continuación, estudiamos el diagrama de ganancias de la agrupación completa, con alimentaciones en fase y de igual amplitud.

### **- Alimentaciones en Fase:**

Cabe mencionar que es posible jugar con el tamaño del plano de masa para realizar conformado de diagrama de radiación. El jefe de proyecto desaconsejó esta medida, ya que, si bien se puede usar para disminuir lóbulos secundarios eficazmente, condiciona el tamaño de la electrónica del prototipo, que será ubicada en la cara posterior del array. Además, un plano de masa pequeño hace que la forma del haz dependa considerablemente del material de la estructura en la que se fijará la antena.

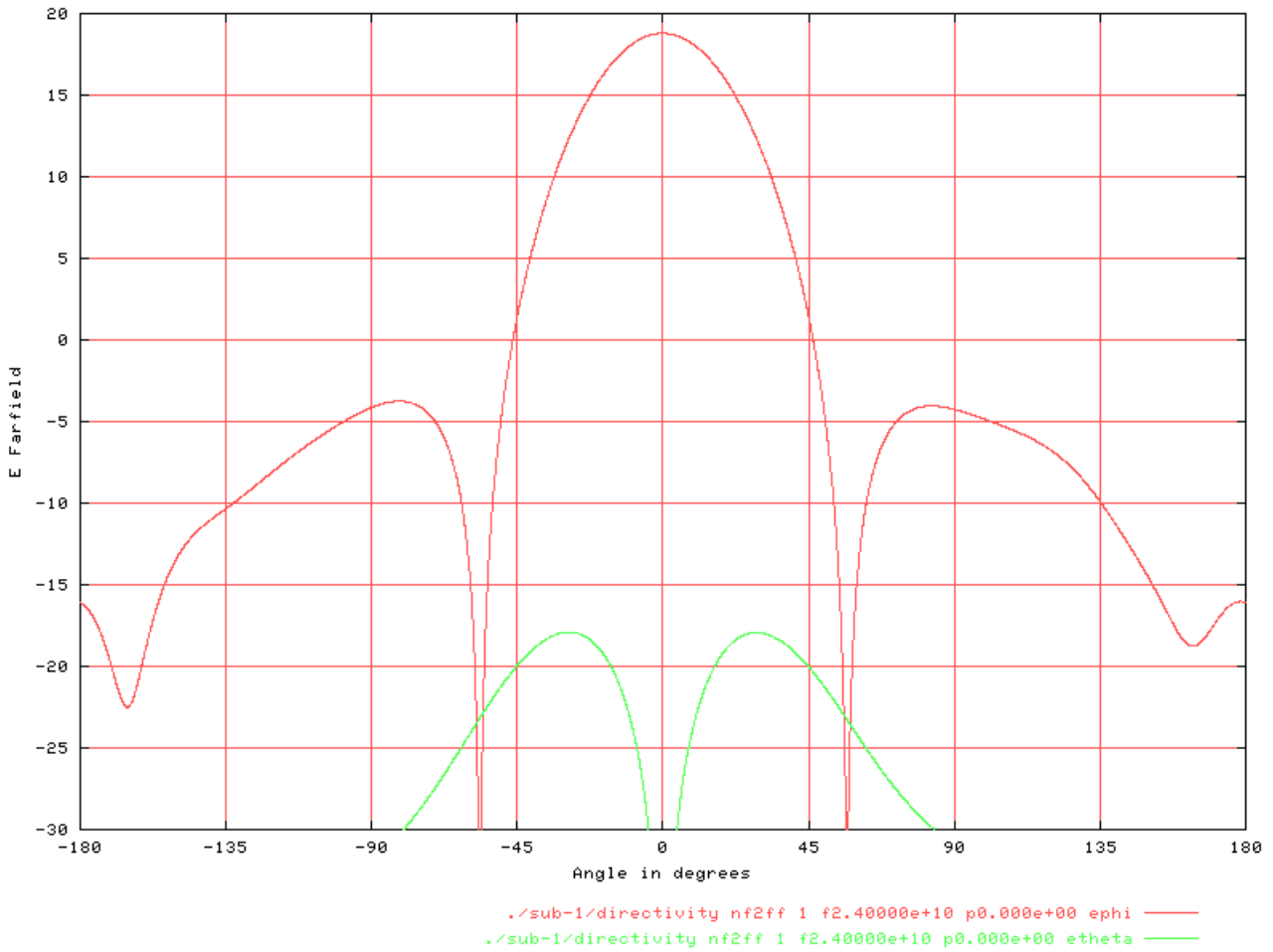


Figura 7.10: Ganancia del array basado en *Control\_8*. Todo los puertos están activos. El desfase entre alimentaciones  $\alpha$  es nulo. La ganancia máxima es de 18 dB. NLPS=17 dB. Rojo: componente  $E_{\phi}$  en el plano Y=0. Verde, componente  $E_{\theta}$  en el plano Y=0.

Nótese que el array tiene polarización lineal. Dicha polarización es bastante pura. Tal y como se indica en el apartado 9.3, el plano E se corresponde con el plano X=0 y el plano H con el plano Y=0.  $E_{\phi}$  del plano Y=0 (Plano H) es componente copolar.

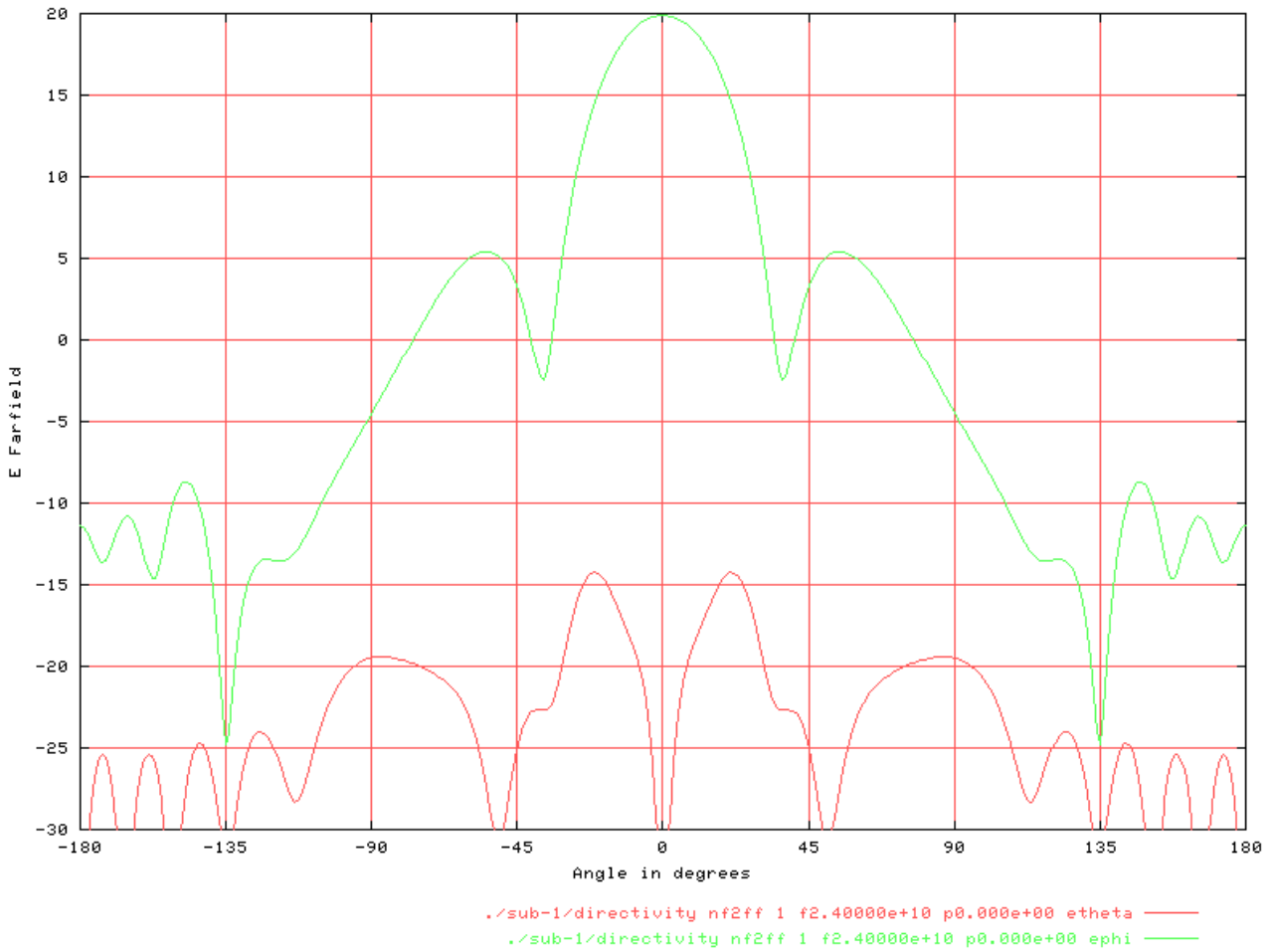


Figura 7.11: Ganancia del array basado en *Control\_6*. Todo los puertos están activos. El desfase entre alimentaciones  $\alpha$  es nulo. La ganancia máxima es de 20 dB. NLPS=14.5 dB. Rojo: componente  $E_{\phi}$  en el plano Y=0. Verde, componente  $E_{\theta}$  en el plano Y=0.

Como se puede ver, el diseño basado en *Control\_6* presenta un NLPS inferior. De hecho, para un ángulo de escaneo de  $0^\circ$  ya no cumple con el nivel de lóbulo principal-secundario mínimo exigido. Es por ello que se abandona definitivamente a este candidato. En las siguientes pruebas se utiliza tan solo el array basado en el diseño *Control\_8*.

## - Desfase Progresivo en las Alimentaciones:

Estudiamos el diagrama de radiación para diversos desfases en las alimentaciones de los puertos. En la siguiente figura, mostramos los diagramas de radiación del array

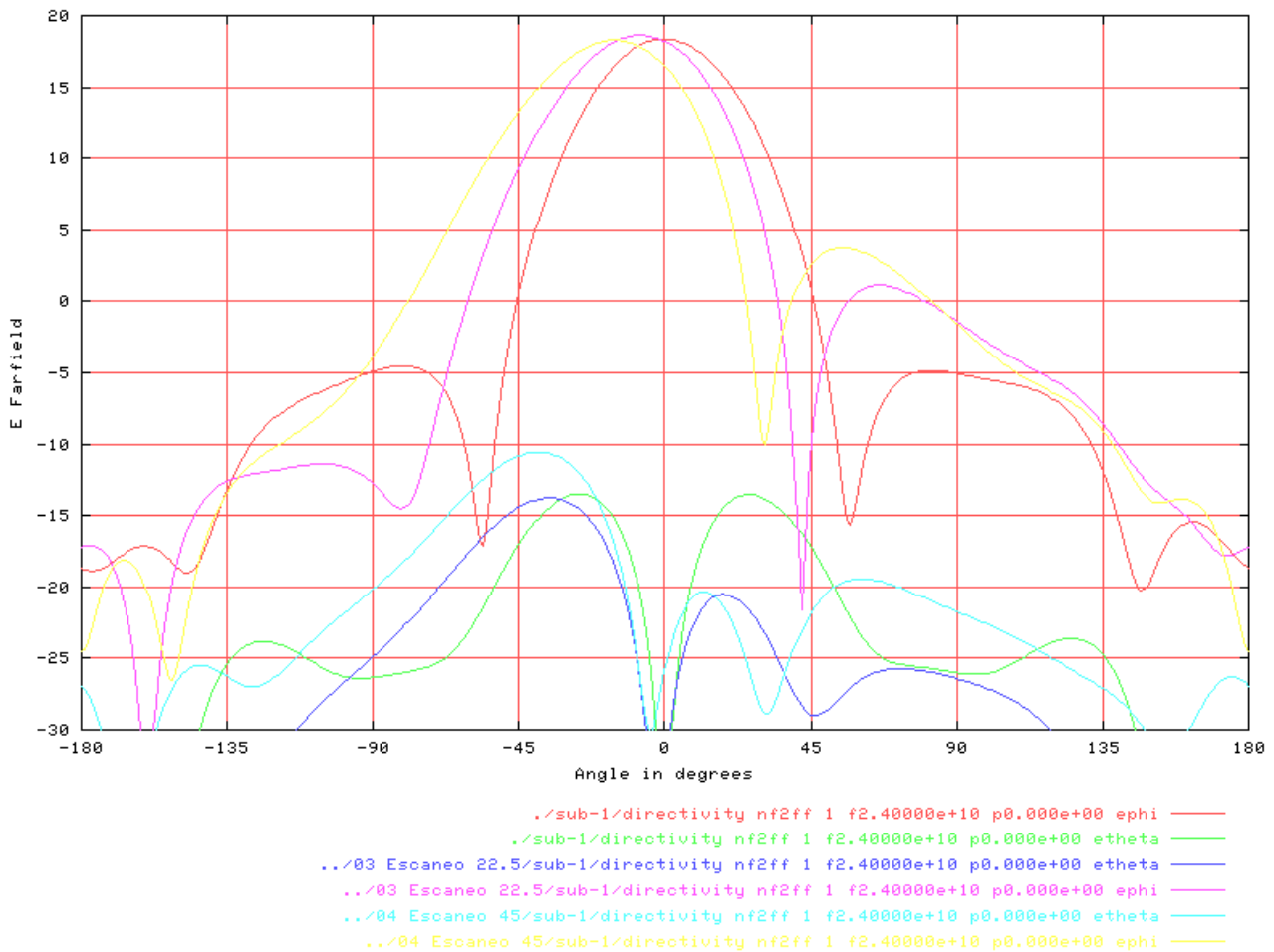


Figura 7.12: Diagramas de radiación para distintos valores de  $\alpha$ . Se puede apreciar cómo el lóbulo principal se va desplazando hacia la izquierda (apunta a ángulos negativos, dentro del plano  $Y=0$ )

En la figura,  $\alpha$  toma valores de 0, -22.5 y -45 grados. La fase del elemento de la izquierda es cero, la del elemento de la derecha  $2\alpha$ . El haz principal va, por lo tanto, desviándose hacia la izquierda según va aumentando el desfase entre puertos. También disminuye el valor de NLPS:

Desfase en las alimentaciones ( $\alpha$ )	Ángulo de escaneo ( $\theta$ )	NLPS
0°	0°	18.3dB-(-4.5dB)=22.8dB
(+/-) 22.5°	(+/-) 6.3°	18.6dB-1.1dB=17.5dB
(+/-) 45°	(+/-) 15°	18.3dB-3.7dB=14.6 dB

Tabla 7.1: Impacto del ángulo del desfase en las alimentaciones en el ángulo de escaneo y en el valor de NLPS.

## - Parámetros S:

Analizamos ahora el acoplo entre filas adyacentes. Cabe esperar que sea peor ( $S_{21}$ ,  $S_{31}$  mayores) que el obtenido en el estudio de escaneo con tan solo tres elementos centrales.

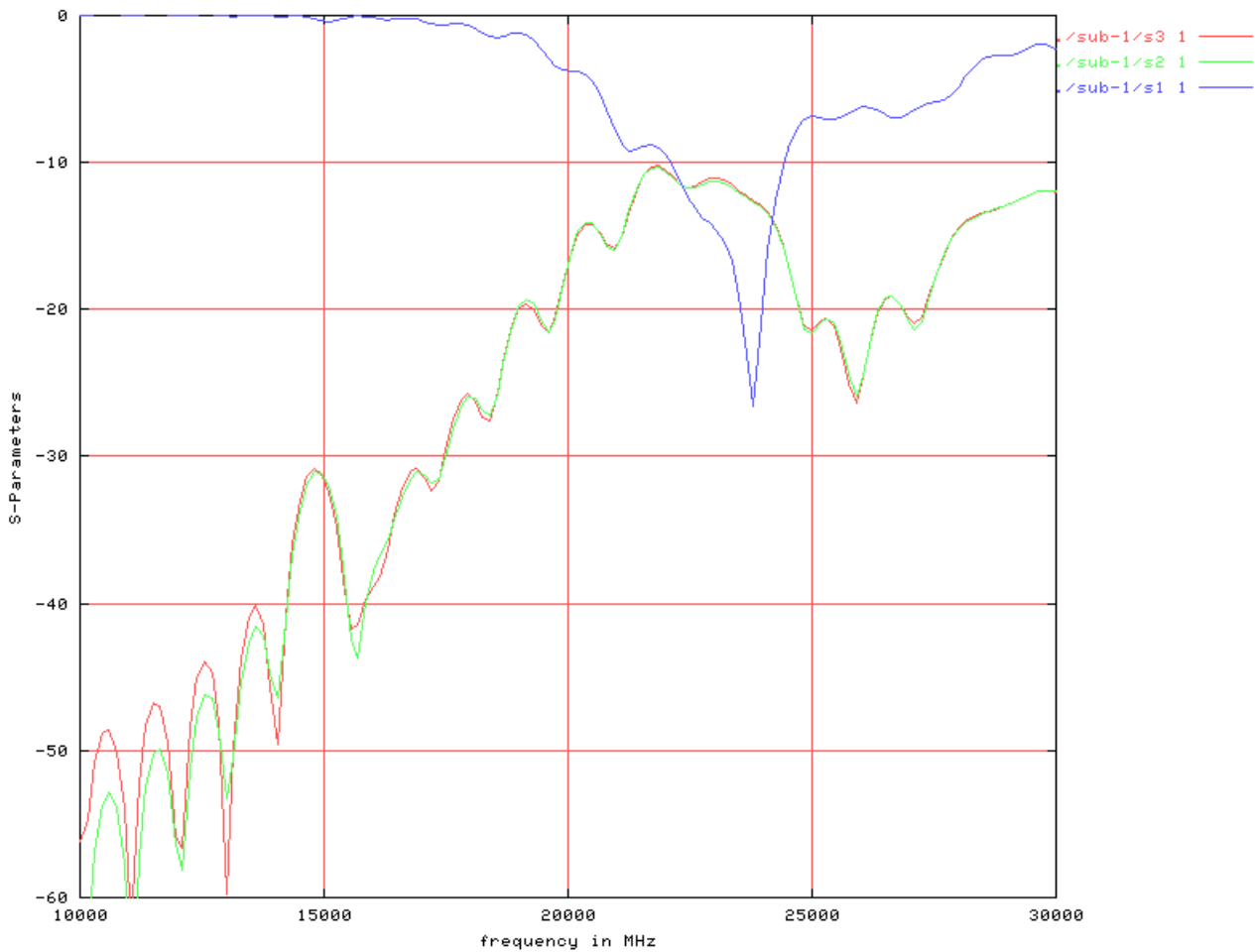


Figura 7.13: Parámetros S del array. P1, puerto central, es el activo. P2 y P3 son cargas pasivas. A 24 GHz  $S_{21}=S_{31}=-13$  dB,  $S_{11}=-19$  dB.

Tal y como vimos cuando estudiamos el elemento sencillo, el acoplo obtenido por colocar a esta misma distancia tres parches centrales era mucho menor ( $S_{21}=S_{31}=-17.4$  dB). Por introducir el resto de parches de la fila aumentamos los acoplos entre filas próximas aproximadamente 4.4 dB.

## - Ancho de banda:

En la figura anterior se puede observar, con ayuda de los cursores, que el ancho de banda (considerando solo el parámetro S11) es de 2.3 Ghz. En cuanto al diagrama de radiación, estudiamos el impacto que tiene desviarse de la frecuencia central. Para ello, postprocesamos los resultados de la simulación para diferentes frecuencias. Obtenemos lo siguiente:

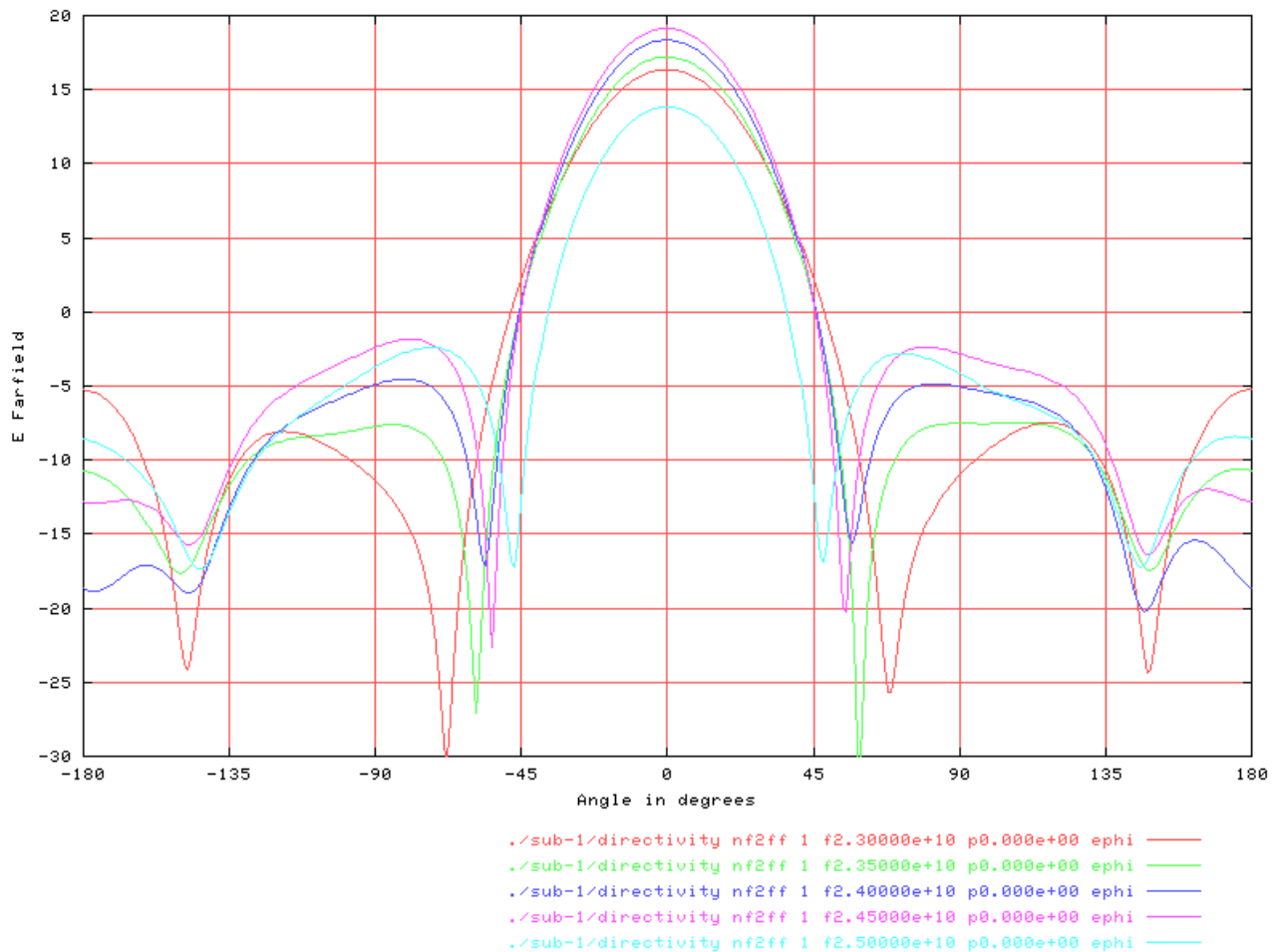


Figura 7.14: Impacto de la desviación de frecuencia central en la ganancia. Componente  $E_{phi}$  en el plano Y=0. En rojo, para 23 Ghz. Se aprecia una reducción de la ganancia inferior a 3 dB. En cyan, diagrama para 25 Ghz. En rosa, diagrama para 24.5 Ghz. La ganancia decae 3 dB en un punto medio entre esas dos frecuencias.



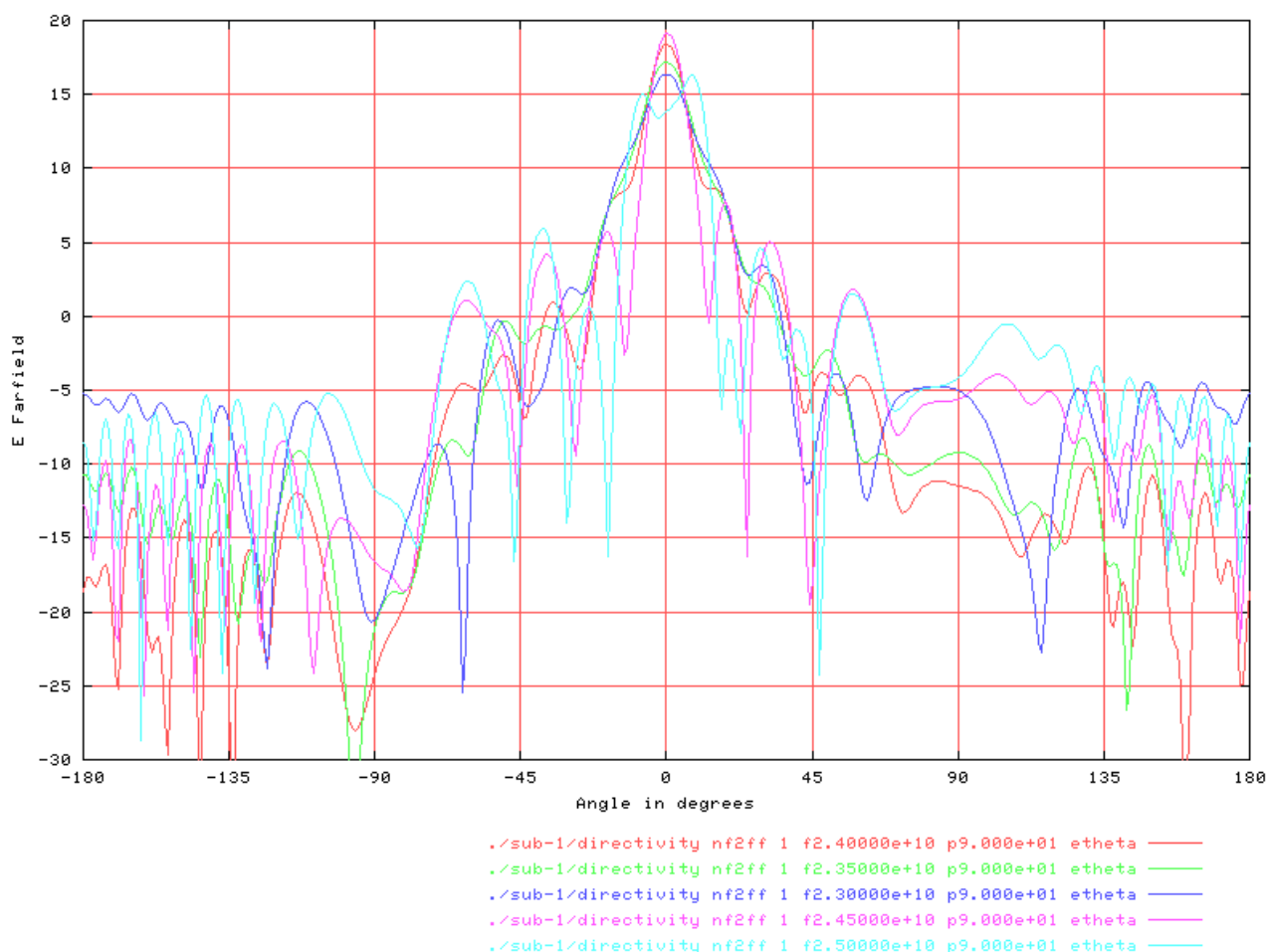


Figura 7.15: Impacto de la desviación de frecuencia central en la ganancia. Componente  $E_{\theta}$  en el plano  $X=0$ . En rojo, la ganancia para 23 Ghz. En rosa, para 24.5 Ghz, tiene un NLPS inferior a 15 dB. En azul, para 24 Ghz: tiene un NLPS suficiente. La banda de trabajo es superior a 1 Ghz.

De las imágenes anteriores se deduce que el ancho de banda es de al menos 1 Ghz dado que la antena funciona en el rango entre 23 y 24 Ghz (de 22.5 a 24.3 Ghz, tras realizar un análisis más exhaustivo). En cualquier caso, la banda no llega a 2 Ghz.

Para centrar la banda de trabajo en 24 Ghz sería recomendable reducir un poco la distancia entre los parches de una misma fila. Se aprecia en las representaciones de las ganancias de la figura 7.15 como la banda de trabajo está desplazada hacia las bajas frecuencias.

## 8. Futuras líneas de investigación

Tras todo el proceso se ha llegado a un array que cumple con los requisitos exigidos. A raíz de las pruebas realizadas se han abierto nuevas opciones de desarrollo que podría ser interesante examinar.

### 8.1. Sobre el elemento sencillo.

Hemos centrado el proceso de diseño y optimización en dos tipos de aperturas: *Control\_6* y *Control\_8*. No obstante, se han probado otras configuraciones que podrían, tras un proceso de desarrollo, ofrecer interesantes prestaciones.

En particular, mencionar el caso de la apertura en forma de X (*Control\_3*). Ésta fue probada en una configuración mucho más sencilla que *Control\_6* y *Control\_8*: Parche con cavidad a un lado del plano de masa, línea Microstrip y stub en el otro. Sin vías ni segundo plano de masa.

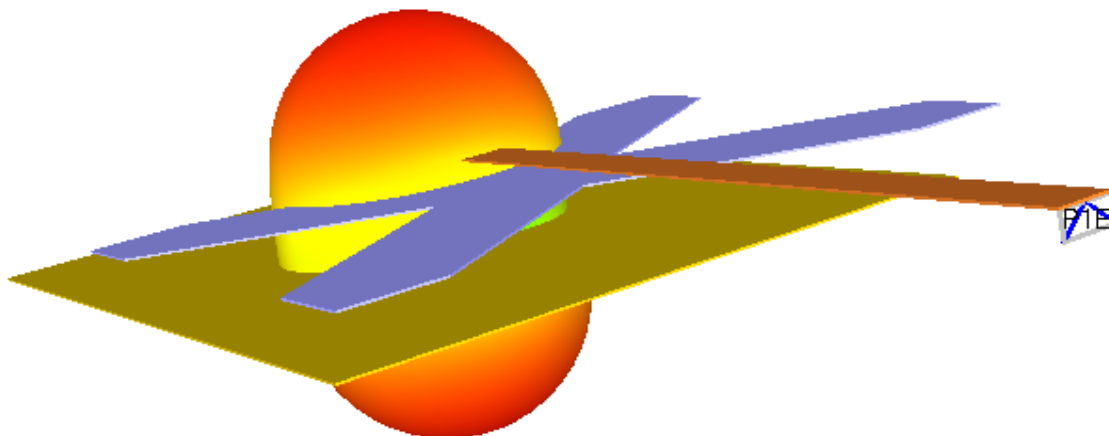


Figura 8.1: Antena con apertura tipo X (azul) en el plano de masa. Se aprecia el parche y el conductor que excita a la apertura. También se puede ver el puerto discreto utilizado (derecha). Tal y como se aprecia, radiamos tanto en la cara deseada como en la opuesta.

El ancho de banda conseguido (medido sobre el parámetro S11) era superior a los conseguido con los diseños aquí presentados. Fue descartado porque radiaba casi la misma potencia en la dirección de radiación deseada y en la opuesta.

No obstante, podría ser interesante para otro tipo de aplicaciones.

## 8.2. Sobre el array.

### –Reducir las pérdidas en el sustrato:

Hemos usado cavidades solo para los parches centrales. No obstante, es posible extender el concepto al resto de los parches de la fila. Esto reduciría sensiblemente las pérdidas en el sustrato, caso de usar materiales con altas pérdidas.

En la siguiente figura, ilustramos este concepto con una de las configuraciones que se probó. Nótese que de hacer esto, debe mantenerse las medidas eléctricas en cada fila, a costa de volver a optimizar las medidas físicas, tanto de los parches como de las líneas.

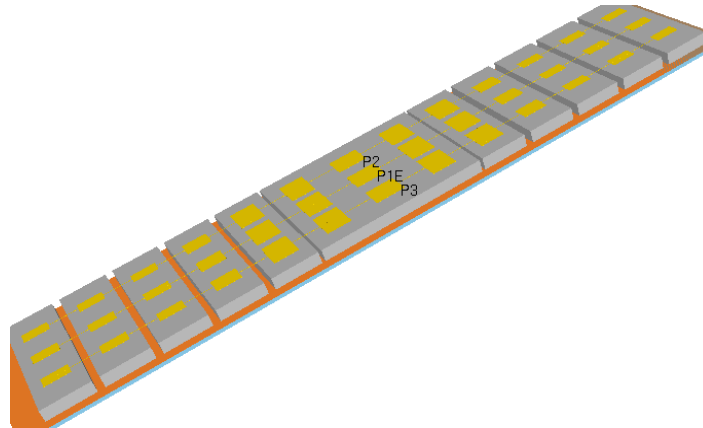


Figura 8.2: Cavidades en todos los parches de la fila. Se ha eliminado de la vista el sustrato. Las cavidades de aire están representadas mediante bloques grises. El plano de masa ha sido oscurecido.

### –Línea de alimentación para parches de una misma fila:

Se podría intentar mejorar la línea de alimentación serie de la fila de parches. Sería interesante encontrar una estructura que consiga la distancia eléctrica necesaria en menos distancia física, para acercar los parches.

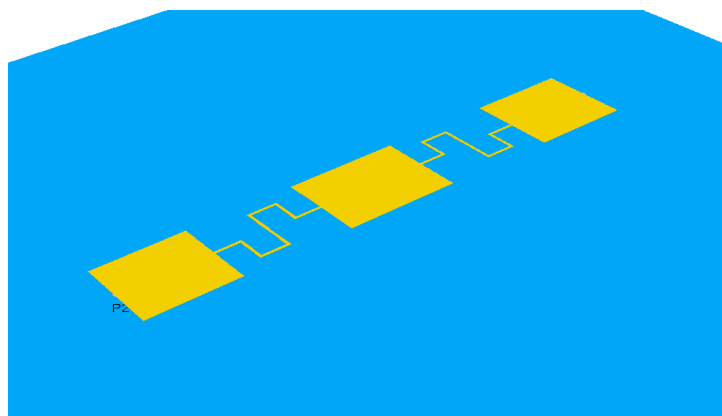


Figura 8.3: Codos en la línea de alimentación de la fila para reducir la distancia física. Esto introduce una inductancia parásita en serie.

Además, se podría buscar una línea que recoja más eficientemente el campo, evitando posibles acoplos entre líneas paralelas.

-Paredes eléctricas entre filas:

Reducirían considerablemente el acoplo entre filas. Esta línea de desarrollo fue abandonada porque reducía considerablemente el ancho de banda, algo tampoco muy problemático, dado que utilizamos una topología serie en las filas, lo que ya limita de por sí notablemente.

Es posible realizar dichas paredes mediante filas de vías.

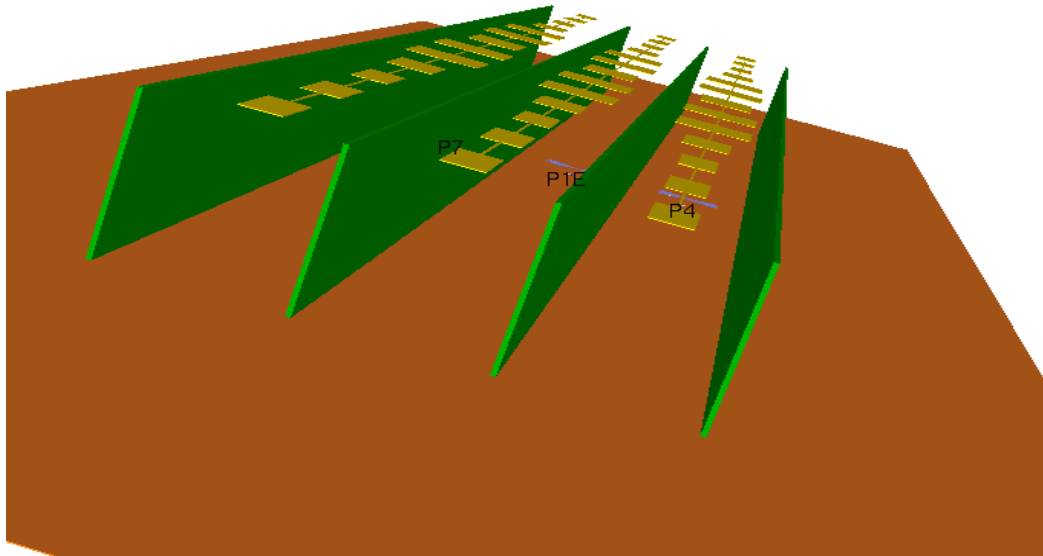


Figura 8.4: Paredes metálicas (en verde) para reducir el acoplo entre filas adyacentes. Se aprecian las filas de parches sobre el plano de masa (oscurecido). El eje normal al plano de masa ha sido exagerado para clarificar la estructura.

-Mayor capacidad de escaneo:

El array final es capaz de escanear en el plano X, en un rango  $\theta \in (-15^\circ, 15^\circ)$ . Si bien a nivel de proyecto no había especificación alguna sobre este aspecto, resulta, a priori, un intervalo menor de lo esperado inicialmente.

Se ha sugerido como posibles causas la excesiva altura de los parches respecto al plano de masa. Esto permite obtener muy buenas prestaciones en cuanto ancho de banda -aún alimentando los parches de una fila en serie-.

Sería posible investigar esta línea a partir del diseño del elemento simple sobre LTCC. En éste, el parche estaba a una altura de 600 micras sobre el plano de masa. En el array, dicha altura es de 1700 micras. No obstante, considerando los resultados iniciales obtenidos para el elemento sencillo utilizando LTCC cabe esperar mucho menos ancho de banda que el conseguido con el array diseñado sobre FR-4.

## 9. Anexo I: Notas sobre las simulaciones.

### 9.1. Validación de Empire Xcel™.

Validamos el programa Empire XCcel™. Para ello, comparamos los resultados obtenidos con las medidas realizadas a dos unidades ya fabricadas. Esto nos permitirá evaluar la simulación frente a los errores debidos a la fabricación.

#### -Descripción:

Antena bicuadrática. Construida con FR4 de 1'5 mm de espesor, de mediana calidad, disponible en tiendas de electrónica. El conector es de tipo N, hembra, de buena calidad. Concebida para WiFi, está centrada en 2.45 Ghz. Esta antena es muy conocida por aficionados que trabajan con tarjetas WiFi.

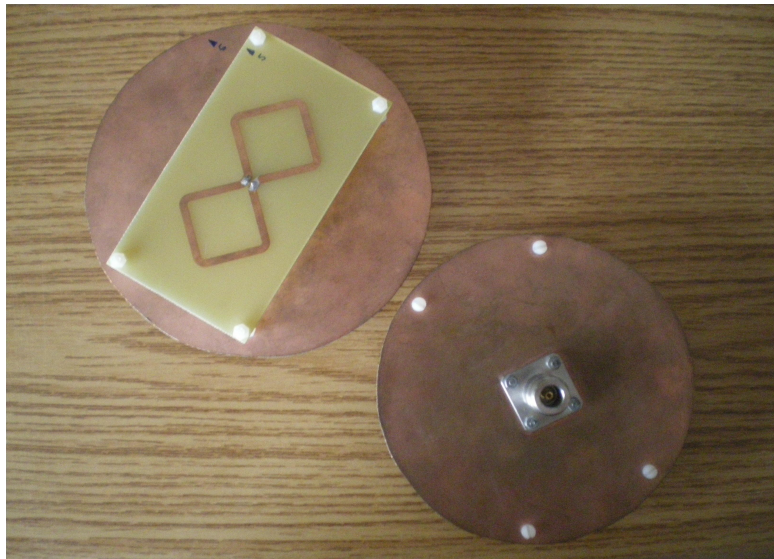


Figura AI.1: Foto de la antena bicuadrática a medir. Izquierda: Antena Biquad\_2. Derecha: Antena Biquad\_1.

El plano de masa está fabricado con una placa virgen de doble capa, ambas cortocircuitadas. El elemento bicuadrático está fabricado sobre una placa virgen de una cara. Se conecta al plano de masa mediante un cable coaxial RG-58, de 50 ohmios. La unión mecánica entre ambas placas está garantizada por las soldaduras de la línea coaxial y por cuatro tornillos de NYLON 6/6. El diseño ha sido modificado para mejorar la adaptación típicamente conseguida.

Por definición, situamos el eje X sobre el largo del elemento bicuadrático, justo en el eje de simetría. El origen lo situamos sobre la soldadura del elemento con la línea coaxial. El eje Y es paralelo al lado menor del sustrato FR-4 del elemento. El eje Z marca la dirección de propagación.

### -Simulación con Empire:

Realizamos varias simulaciones a fin de verificar hasta qué punto un modelo puede ser malo o bueno ofreciendo distintos resultados.

El elemento bicuadrático se compone de dos cuadrados de bordes redondeados. Sus lados forman ángulos de 45° con los ejes. No obstante, los lados de las celdas de Yee son paralelos a los ejes. Tal y como se puede observar en el modelo discretizado de la izquierda, en la siguiente figura, el detalle de la pista es muy pobre. El borde del rectángulo de FR-4 está muy bien definido al tener los lados paralelos a los ejes X e Y.

Para definir mejor el conductor del elemento, basta con rotar todo el diseño 45°. Se aprecia en la siguiente imagen a la derecha. En este caso, es el borde del sustrato FR-4 el que queda mal definido. Esto no es crítico.

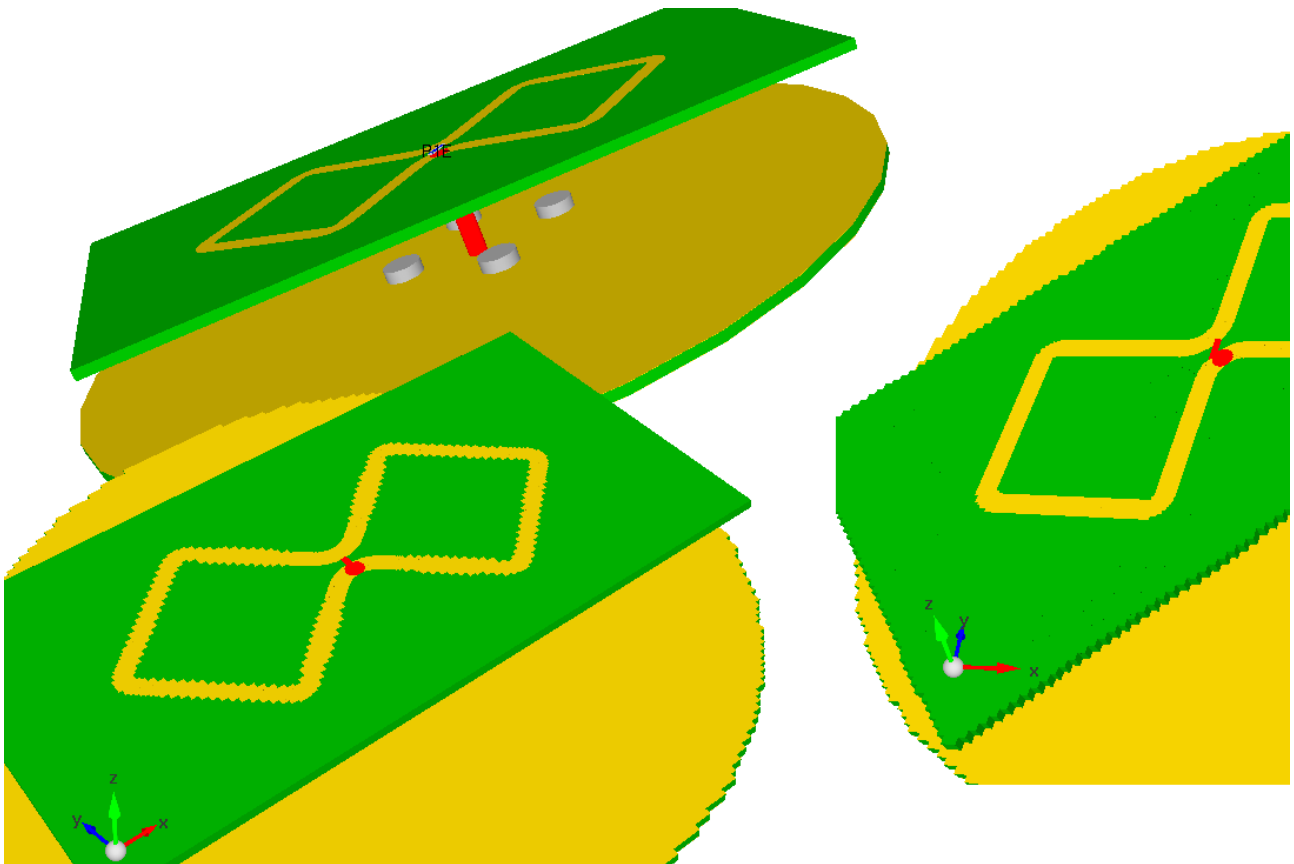


Figura A1.2: Vistas 3D del Modelo de la antena en Empire XCcel™. Nótese las dos vistas discretizadas. La de la derecha es el modelo de la izquierda, pero rotado 45°. Con ésto, el discretizado describe mucho mejor al elemento bicuadrático pero peor al contorno del sustrato FR-4.

El software de simulación no permite rotar un puerto 45°. En el modelo discretizado rotado el puerto no ha sido rotado, por lo que la excitación no es del todo apropiada. No obstante, dada la longitud de onda manejada (12,5 cm), el error que esto supone no es muy grande. Simulamos ambas opciones.

Como ya dijimos, el sustrato FR-4 utilizado para estas antenas es de baja calidad. Por ello necesario simular con aquellas permitividades relativas que se esperan, según el fabricante. Para este apartado considero tres posibles:  $\epsilon_r \in \{3, 3.5, 4.9\}$ .

-Sesión de medidas:

Las medidas han sido realizadas en la cámara anecoica del Grupo de Radiofrecuencia de la Universidad Carlos III de Madrid. Se midió el parámetro S11 para las dos antenas fabricadas: Biquad\_1 y Biquad\_2.

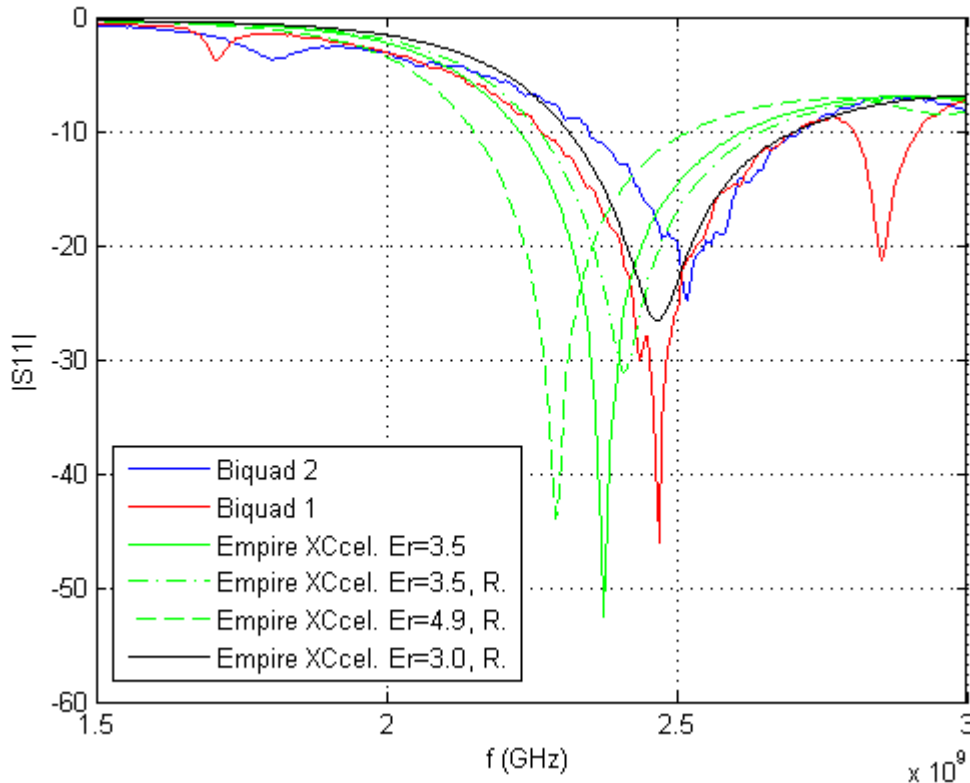


Figura A1.3: Parámetros S11 medidos y simulados. Antena bicuadrática. “R” indica que el resultado de la simulación utiliza el modelo rotado 45°.

En cuanto a las ganancias, medimos el parámetro S21 con el analizador de la cámara anecoica. Conectamos al puerto 1 la antena bicuadrática y al puerto 2 la antena patrón. Capturamos dicho parámetro para una frecuencia de 2.45 GHz, barriendo los planos Y=0 y X=0. En el apartado 9.3 se relacionan las notaciones aquí usada -acorde con el criterio interno de IMST GmbH- y la usada por el software de la cámara.

Para cotejar el diagrama de radiación, presentamos a continuación los diagramas de radiación normalizados. Comparamos las medidas con los resultados de la simulación que utiliza una permitividad relativa de 3.0 para FR-4 con la antena rotada 45°.

Nótese la componente contrapolar del plano E medida. Es considerablemente mayor a la dada por el programa, si bien es muy inferior a la componente copolar. Esta antena tiene una polarización lineal bastante pura.

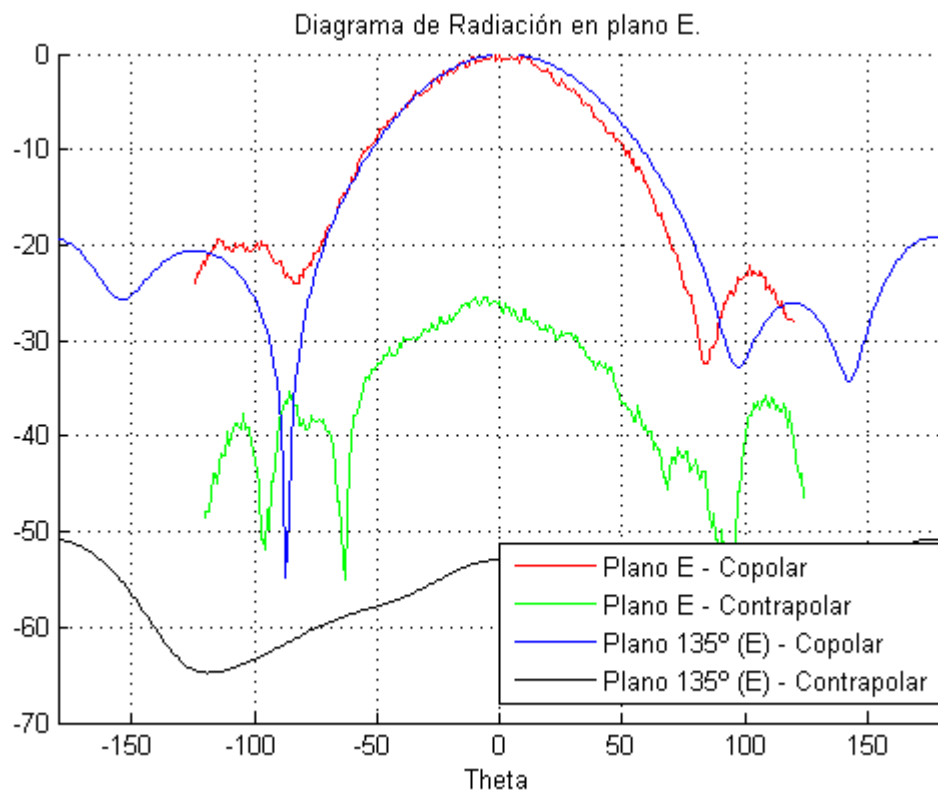


Figura AI.4: Diagrama de radiación medidos y simulados. Plano E. Antena bicuadrática.

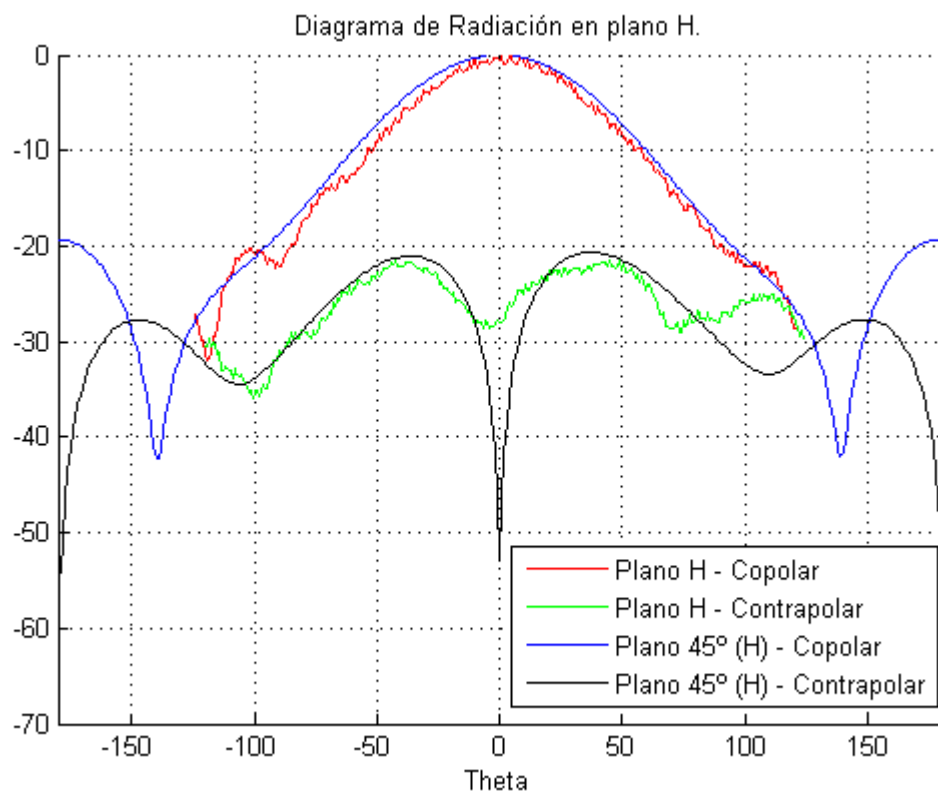


Figura AI.5: Diagrama de radiación medidos y simulados. Plano H. Antena bicuadrática.



## 9.2. Hardware de simulación.

Para ejecutar el software Empire XCcel <sup>TM</sup> se ha dispuesto de diversos equipos. La simulación toma ventaja de las características del procesador utilizado, por lo que la velocidad de simulación no depende exclusivamente del número de operaciones por segundo.

### –Estancia en IMST GmbH:

Clúster de la compañía. En el año 2009 se disponía de varios equipos que procesaban fácilmente más de mil millones de celdas de modelo por segundo (1000 Mcels/s). No obstante, dado que éstos equipos son compartidos por todo el personal de la compañía fueron usados (para la mayor parte de las simulaciones) equipos más modestos que llegaban a las 400 Mcels/s.

### –En España:

Empire XCcel <sup>TM</sup> alcanza 430 Mcels/s en un procesador Quad bajo las siguientes condiciones:

Sistema Operativo	Linux Debian (unstable, 64 bits de Intel)
Kernel	2.6.26, 686-bigmem
Memoria RAM	8 GB, DDR3, 800 Mhz
Procesador	Q6600 @ 2.4 GHz
Placa Base	Asus
Tarjeta Gráfica	NVidia 8400; PCI-Express
Coste (solo torre, Junio 2009)	600,00 €

Tabla AI.1: Detalle del equipo de simulación utilizado.

Este equipo simula en aproximadamente una hora el diseño final del array (basado en *Control\_8* con un espaciado entre filas de 4800 micras). Este modelo está compuesto por 8'453 millones de celdas. Requiere 668 MB de memoria RAM.

Se aprecia que el tiempo de simulación crece con una tasa por encima de la lineal con el número de celdas del modelo. Así, las 430 Mcels/s se alcanzan para modelos relativamente sencillos (elemento simple, filas con pocos parches). Para el array completo la tasa nunca superó las 400 Mcel/s.

### 9.3. Asunciones en los resultados presentados.

Salvo que se especifique lo contrario, se ha asumido lo siguiente en todas las simulaciones:

- Condición de parada no limitada por el tiempo de simulación.
- Condición de parada: decaimiento de 20 dB en la energía de la estructura para simulaciones rápidas: optimizaciones, series grandes de simulaciones, tanteos iniciales de concepto, etc.
- Condición de parada para validar diseños: 30 dB. Bajo este criterio ha sido simulado *Control\_6*, *Control\_8*, la fila de 13 elementos y el array basado en *Control\_8* (distancia entre filas : 4800 micras). 85 dB para la simulación de la antena Biquad.
- Todas las simulaciones basadas en otros diseños mantienen iguales todas las cotas, salvo que se especifiquen explícitamente.

En cuanto a los diagramas de radiación mostrados, son ganancias. Incluyen en ellas las pérdidas de los materiales y la reflexión por desadaptación de impedancias en el puerto. Este cálculo es denominado en Empire XCcel™ “Gain inc”.

El nivel de resolución en los diagramas de radiación es de 1 grado.

El nivel de resolución de los gráficos de parámetros S es de, al menos, 40 puntos por cada 10 Ghz.

Por defecto Empire XCcel™ trabaja con micras. Es posible cambiar dichas unidades. No obstante, se ha considerado más útil trabajar en micras que en milímetros arrastrando decimales. Todas las medidas mostradas en la memoria están expresadas en micras salvo que se indique lo contrario.

#### 9.4. Criterios de ejes y ángulos. Planos E y H.

Por amoldarnos a los convenios usados en el proyecto MEMS-4MMIC, no se ha utilizado la notación *Plano E / Plano H*, utilizada para designar los planos perpendiculares cuya recta de corte es el eje Z. Nótese en la siguiente figura el criterio de ejes sobre una antena (fila de tres parches alimentados en serie). Todos los resultados presentados en esta memoria mantienen este criterio.

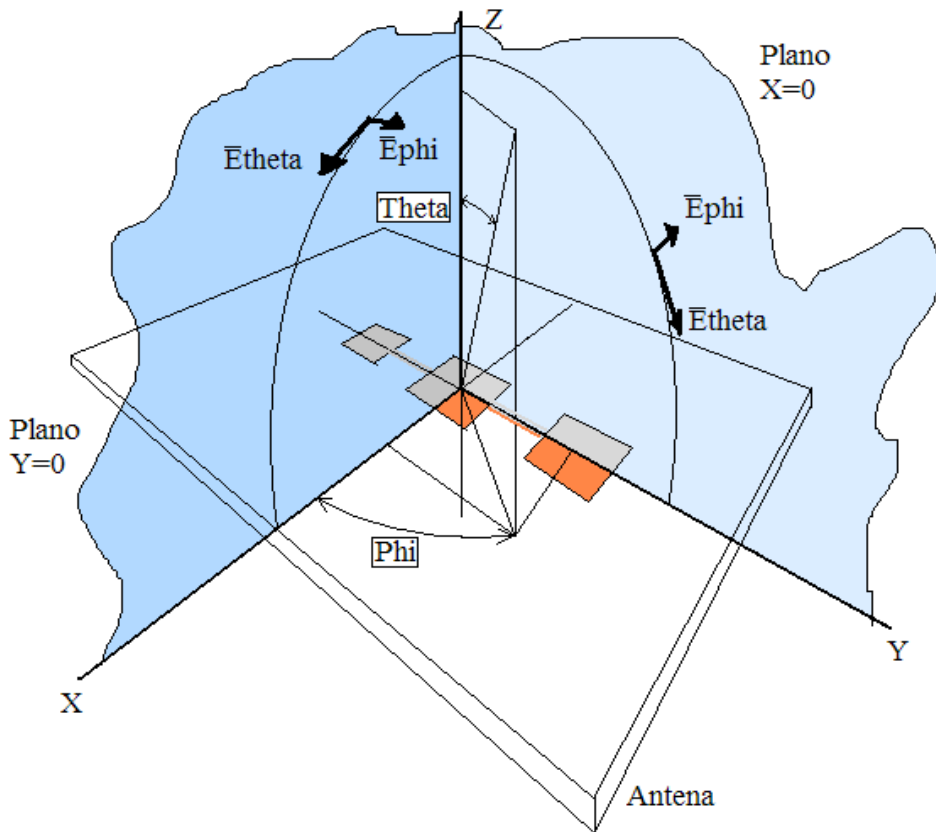


Figura AI.6: Convenio de ejes y de ángulos. Se encuentra dibujado sobre una fila de tres parches alimentados en serie.

Para este proyecto, se han generado los diagramas de radiación obteniendo el campo eléctrico lejano. Éste es descompuesto en sus dos componentes, Phi y Theta. En los diagramas de ganancia, siempre se representan sendas componentes, cortando el diagrama de radiación con los planos  $X=0$  e  $Y=0$ .

En nuestro caso, el plano H siempre se corresponde con el plano  $Y=0$ . El plano E es el plano  $X=0$ . Tal y como se pueden apreciar en los resultados, la componente  $E_{phi}$  sobre el plano  $X=0$  se corresponde con la componente Plano H Copolar. Sobre éste plano,  $E_{theta}$  se corresponde con la componente Plano H contrapolar. Por lo tanto, para el plano E,  $E_{theta}$  es componente copolar y  $E_{phi}$  contrapolar.

En cuanto al criterio de ángulos, el software define tanto a  $\phi$  como a  $\theta$  en el intervalo  $[0, 2\pi]$  (ó  $[-\pi, \pi]$ ). Esto es así para representar los cortes del diagrama de radiación en los planos  $X=0$  e  $Y=0$  sin necesidad de distinguir entre  $\phi$  y  $\phi + \pi$ . Todos los diagramas de radiación de esta memoria han sido dibujados para un  $\phi$  fijo, barriendo  $\theta$  en un intervalo  $[-\pi, \pi]$ .

## 10. Anexo II: Procedimiento de fabricación.

En el presente anexo se aborda el procedimiento de fabricación tanto para FR4 como para LTCC. Dado que los sustratos cerámicos son menos conocidos que las fibras de vidrio -en cuanto a la fabricación de circuitos se refiere- nos centraremos en aquellos, y más concretamente, en los que requieren poca temperatura en el proceso: LTCC.

### 10.1. FR4.

La fabricación de circuitos en fibra de vidrio está ampliamente extendida. La ingeniería electrónica viene usando este material desde hace muchos años. Es por ello que se goza de una amplia experiencia en la cadena de producción. Existen muchos fabricantes y los costes son, a priori, inferiores a la que acarrear los sustratos cerámicos.

Los requisitos de fabricación de circuitos de microondas suelen ser más o menos estrictos en función de la frecuencia de trabajo. Frecuencias superiores suelen exigir un nivel de detalle superior. Restricciones en el grosor de pista suelen ser debidas al diseño de la línea de transmisión -típicamente Stripline o Microstrip- y en este punto se puede jugar con el espesor del material dieléctrico. Para microondas es deseable una calidad de fibra de vidrio mayor que para baja frecuencia, buscándose constancia en el espesor y en la permitividad relativa.

Generalmente el material virgen consta de una o dos capas de conductor sobre una de dieléctrico. Para definir las pistas es necesario eliminar el conductor excedente. Para esto, cabe citar dos métodos:

- Químico:

Se utiliza un ácido para que se combine con el metal conductor. Durante el proceso, los átomos no-metálicos del ácido se combinan con los del metal produciendo una sal. Los átomos eliminados del material conforman los gaps entre pistas conductoras.

Es necesario aplicar una capa protectora a aquellas zonas que no queramos sean atacadas por el ácido. A nivel industrial se aplica una resina fotosensible a toda la superficie. Ésta es expuesta a la luz a través de un fotolito con el dibujo de las pistas. Un revelador elimina la resina en las zonas en donde se desea que el ácido ataque al conductor.

- Mecánico:

Ideal para prototipado. Una fresa gira a altas revoluciones eliminando mecánicamente el conductor sobrante. Un sistema de motores controla la posición de la fresa sobre el sustrato y la profundidad de la incisión que produce la herramienta.

Es posible realizar circuitos multicapas. Para ello se fabrican las capas por separado. Se agrega pegamento, se alinean y, posteriormente, se prensa el conjunto.

## 10.2. LTCC.

LTCC son las siglas de Low Temperature Co-Fired Ceramic. Es una tecnología considerablemente probada para creación de circuitos multi capa. Es especialmente interesante para aplicaciones de radiofrecuencia, pudiendo realizarse montajes híbridos multi capas, con la posibilidad de incluir resistencia, bobinas, inductancias y componentes activos en un mismo encapsulado. Con unos costes iniciales inferiores a los circuitos integrados, son una alternativa muy atractiva a los ASIC's (Application-Specific Integrated Circuit).

En comparación con otras tecnologías cerámicas, el proceso de fabricación requiere temperaturas relativamente bajas, de 900°. HTCC (High Temperature Co-Fired Ceramic), tecnología utilizada en elementos de altas prestaciones en donde la rigidez mecánica, la hermeticidad y la buena conductividad térmica son requisitos importantes, necesita unas temperaturas de 1600 °C [13][14].

Como ventajas de la tecnología LTCC cabe citar:

- Es posible trabajar con un número considerable de capas.
- Temperatura máxima del proceso de fabricación, inferior a 900°. Esto permite utilizar materiales altamente conductivos para la fabricación de pistas (plata, cobre, oro). Para la tecnología HTCC esto no es posible. Son usados, en cambio, otros materiales con mayores puntos de fusión pero peores conductividades.
- Creación de resistencias, bobinas y condensadores en el propio sustrato. Utilizando el propio sustrato cerámico o bien introduciendo otros materiales, es posible incluir dichos componentes en el bloque, como parte de la estructura.
- Integración en estructuras 3D de electrónica de control y de RF, junto con la antena.

LTCC ofrece soluciones a necesidades más allá de la creación de circuitos multicapa. Abre opciones nuevas para el diseñador de sistemas RF:

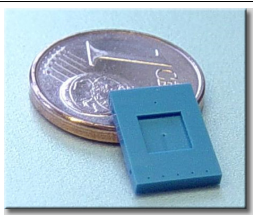
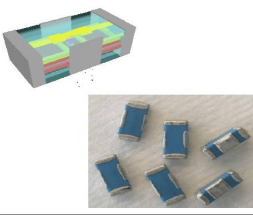
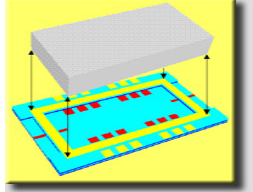
	Micro-canales para gases y fluidos en el propio sustrato.
	Filtro paso bajo a 800 Mhz. Tamaño 1206 (3.2x1.6x1.2 mm).
	Encapsulado para circuitos de microondas.

Tabla AII.1: Ejemplos de aplicaciones de LTCC. (Cortesía, IMST GmbH).

Comenzaremos describiendo el proceso de fabricación para esta tecnología. A continuación citaremos las reglas de diseño más importantes. Por último, citar los materiales cerámicos más comunes para diseño.

– Proceso de Fabricación:

Esta tecnología permite procesar las capas en paralelo, lo que reduce considerablemente los tiempo de fabricación y, por lo tanto, los costes. En la siguiente figura se observa el esquema de dicho proceso:

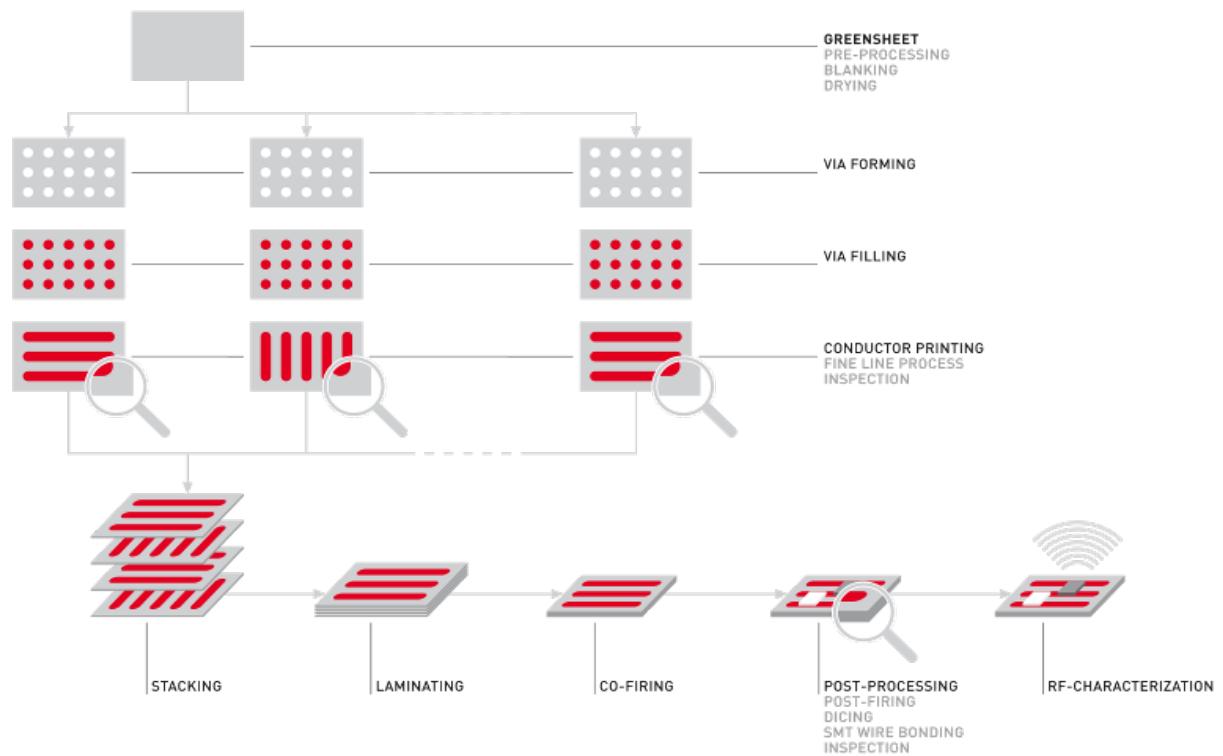


Figura AII.1: Esquema del proceso de fabricación de LTCC. (Cortesía, IMST GmbH).

Como se puede observar, partimos del material virgen. Éste suele venir en rollos. El material debe ser desenrollado en una mesa limpia de acero inoxidable. Debe ser cortado a la medida necesaria: al área de trabajo deseada hay que añadir un borde en donde se situarán las marcas fiduciarias. Algunos materiales deben ser pre-acondicionados (Dupont GreenTape, véase a continuación la tabla con ejemplos de materiales), esto es, debe ser calentado media hora a 120° (dependiendo del fabricante y material). Deben añadirse las marcas fiduciarias.

Para cada capa, se deben crear los agujeros de las vías en el sustrato, bien con un punzón, bien con un láser de poca potencia. Hay que tener en cuenta que el material puede quemarse si se usa un láser de excesiva potencia.

Para rellenar las vías con la pasta conductora, se debe preparar una máscara de acero inoxidable. Una vez situada sobre el material con los agujeros, se extiende la pasta mediante un útil hasta que esta penetra en todos los agujeros. Para facilitar el proceso, se coloca el material sobre una piedra porosa a través de la cual se hace vacío. El diámetro mínimo de la vía dependerá fuertemente de la altura de ésta y de la viscosidad de la pasta.

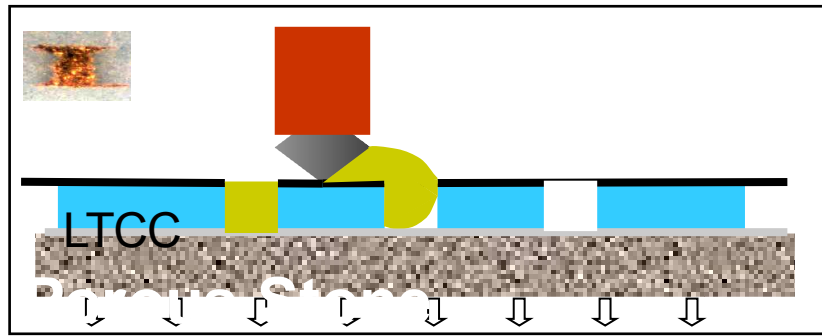


Figura AII.2: Rellenado de vías con la pasta conductora. (Cortesía, IMST GmbH).

También es posible rellenar las vías por extrusión, trabajando a presiones de entre 4 a 4.5 bares.

El proceso de impresión de las pistas en el sustrato es común a otras tecnologías. Mediante una impresión de película gruesa (Thick-film Screen Printing) se va depositando el material conductor sobre el sustrato. Se utiliza una piedra porosa haciendo vacío para sujetar el material. Después del rellenado de vías y de impresión de pistas, éstas deben ser secadas en un horno. Para ello se mantienen desde cinco a treinta minutos a una temperatura de entre 80°C a 120°C.

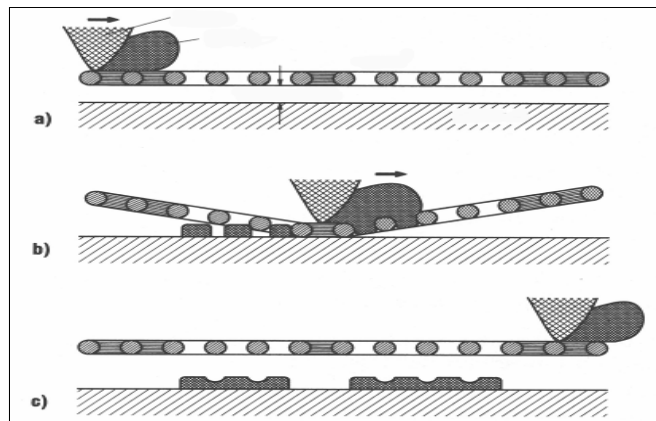


Figura AII.3: Proceso de impresión de pistas. (Cortesía IMST GmbH).

Una vez preparadas todas las capas, se apilan una sobre otra y se alinean. Para ello, se utilizan las marcas fiduciarias. Tras esto, el conjunto se introduce en una prensa en donde, a 70°C y 200 bares de presión se mantiene durante 10 minutos. Esto puede producir desplazamientos entre capas. Para evitar ésto, se utiliza una prensa isostática. Ésta absorbe las diferencias de carga, consiguiendo una presión uniforme en todo el material. Para ello, se envuelve en una hoja delgada de metal, y se presuriza en agua a 70° y 350 bares durante 10 minutos. A este proceso se le llama laminado.

Tras la laminación, se sintetiza el conjunto calentándolo en un horno. Para ello, se sigue un patrón de calentamiento-enfriamiento cuyo pico es de 875°C. En la siguiente figura se aprecia dicho patrón. La curva de temperatura varía para cada fabricante y para cada material.

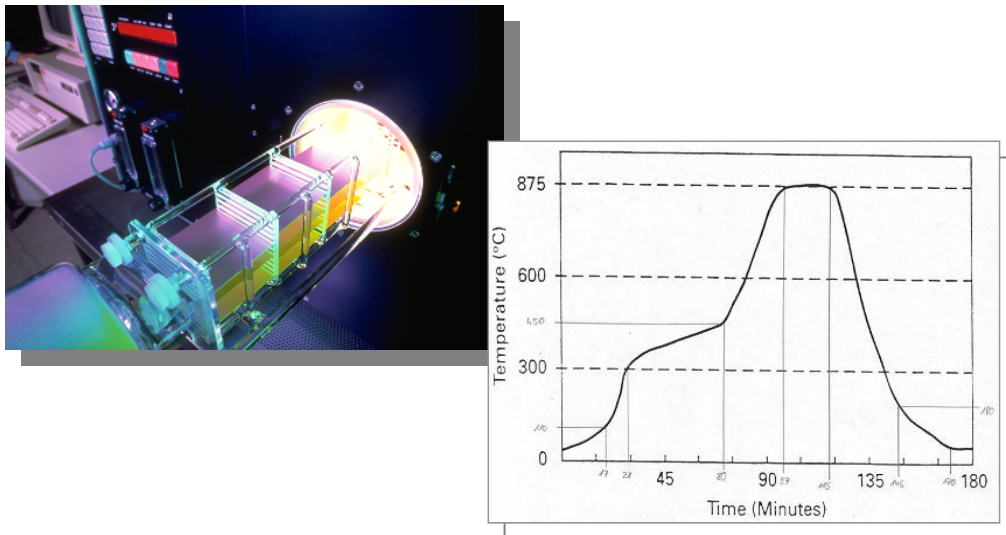


Figura AII.4: Izquierda horno para LTCC. Derecha, Curva de temperatura para el proceso de sintetizado de LTCC. (Cortesía IMST GmbH).

Una vez enfriado el material es posible realizar sobre el otras operaciones, según sea necesario. Se puede cortar el material, soldar componentes, realizar bounding, además de las correspondientes inspecciones de calidad, test, medidas finales, etc. Algunos materiales pueden requerir un segundo sintetizado en el horno.

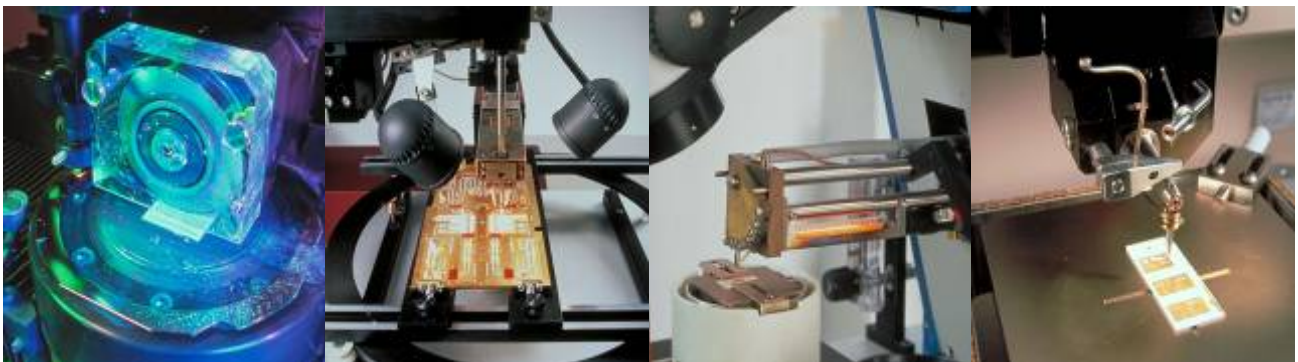


Figura AII.5: Diversas tareas de postprocesado. (Cortesía IMST GmbH).

Existen diversos métodos para realizar cortes en el material. Cabe mencionar, los discos de diamante -útiles para cortes rectangulares; anterior figura, la imagen de la derecha-, cutter ultrasónico y, por último, el láser. La calidad del borde conseguido por este último no es muy buena, aunque se alcanza una precisión razonable.

A consecuencia del prensado, las medidas de los materiales cambian (se reducen). Esto debe ser tenido en cuenta tanto en el diseño como en el proceso de fabricación. Durante la fase de diseño, se deben considerar las medidas finales. Probamos en el simulador el resultado del proceso de fabricación. Después, deben compensarse los cambios en las medidas para entregar al fabricante un diseño que, tras pasar por el proceso completo de lugar al resultado deseado. Las medidas deben ser escaladas, conforme a la información que nos de cada fabricante.

Cabe mencionar que el material de los conductores se contrae menos que el del sustrato. Esto debe tenerse en cuenta a la hora del diseño. Una distribución poco uniforme de vías (concentración excesiva o apilamiento de éstas) puede producir deformaciones en el circuito final. Ello puede ser una fuente de errores.



– Reglas de diseño:

Las reglas de diseño dependen fuertemente del fabricante. Las aquí mostradas fueron consultadas de la página web de IMST GmbH dedicada a LTCC [9]. Éstas a su vez se basan en las guías de diseño publicadas por los siguientes fabricantes:

- DuPont: LTCC-Technology Design And Layout Guideline Green Tape System (EKP,12.8.1998);
- CTS Microelectronics: Low-Temperature Cofired Ceramic Design And Layout Guidelines For The Fabrication Of Networks, Packages and Multichip Modules;
- National Semiconductor: Design Rules For Physical Layout Of Low Temperature Co-Fired Ceramic Modules (Version\_8.1);
- Scrantom Engineering Inc.: Low Temperature Cofired Ceramic Design Guidelines (Rev. C);
- Siegert electronic GmbH: Design Rules For LTCC (Rev. C);
- Sorep-Erulec: General Design Guide For LTCC Substrates (8-jan-99).

Hay dos tipos de valores: los estándares y los posibles. Los estándares son límites deseables. Se puede diseñar llegando a ellos sin otro tipo de restricciones. Los valores posibles son valores límites. Pueden ser fabricados de ser necesario, pero no es recomendable usarlos. Se acercan demasiado a las tolerancias del proceso.

A continuación, un resumen de las reglas de diseño para LTCC:

<b>Nombre</b>	<b>Estándar</b>	<b>Posible</b>
Ancho mínimo de línea (micras)	200	100
Ancho mínimo de línea (proceso de línea fina, micras)	50	50
Distancia mínima entre líneas (micras)	200	100
Distancia mínima entre líneas (proceso de línea fina, micras)	50	50
Distancia mínima vía borde de cavidad (micras)	400	-
Diámetro de vías mínimo (micras)	250	100
Pad de vía (micras)	Doble diámetro	25
Distancia mínima entre vías (micras)	200	175
Distancia mínima entre centros de vías (micras)	400	300
Distancia mínima vía-pared de cavidad (micras)	550	300
Máximo número de capas (dependiendo del grosor)	10-50	10-50
Mínimo número de capas (dependiendo del grosor)	2	4

Tabla AII.2: Resumen de límites de fabricación (Cortesía IMST GmbH).

– Lista de Materiales:

Existen diversos fabricantes de material virgen LTCC. La siguiente lista es un resumen de algunos fabricantes y productos.

<b>Fabricante</b>	<b>Producto</b>	<b>Notas</b>
DuPont	<i>DuPont 943</i>	$\epsilon_r=7.4$ , Usado para el diseño LTCC
DuPont	<i>DuPont 951</i>	$\epsilon_r=7.8$
DuPont	<i>DuPont 9k7</i>	$\epsilon_r=7.1$ , Bajas pérdidas
Ferro	<i>A6M</i>	$\epsilon_r=5,9$
Ferro	<i>A6S</i>	$\epsilon_r=5.9$ , Bajo coste
Heraeus	<i>HL2000</i>	$\epsilon_r=7.4$
Heraeus	<i>CT2000</i>	$\epsilon_r=9.1$
Heraeus	<i>CT700</i>	$\epsilon_r=7.5 - 7.9$
Heraeus	<i>CT800</i>	$\epsilon_r=7.5 - 7.9$
Heraeus	<i>CT707 &amp; CT765</i>	$\epsilon_r=7.4$ & $\epsilon_r=65$
CeramTec	<i>Ceramtape GC</i>	$\epsilon_r=7.9$
CeramTec	<i>Ceramtape A</i>	
ESL Electro-Science	<i>41010 – Sustrato Dieléctrico</i>	$\epsilon_r=7 - 8$
ESL Electro-Science	<i>41110 – Sustrato Dieléctrico</i>	$\epsilon_r=4.3 - 4.7$
ESL Electro-Science	<i>41020 – Sustrato Dieléctrico</i>	$\epsilon_r=7 - 7,5$
ESL Electro-Science	<i>41050 – Sustrato Dieléctrico</i>	$\epsilon_r=13 - 14$
ESL Electro-Science	<i>41060 – Sustrato Dieléctrico</i>	$\epsilon_r=16 - 17$
ESL Electro-Science	<i>41230 – Cinta capacitiva</i>	$\epsilon_r=18$
ESL Electro-Science	<i>41240 – Cinta capacitiva</i>	$\epsilon_r=50$
ESL Electro-Science	<i>41250 – Cinta capacitiva</i>	$\epsilon_r=100$
ESL Electro-Science	<i>41260 – Cinta capacitiva</i>	$\epsilon_r=250$
ESL Electro-Science	<i>40010 – Cinta Magnética</i>	<i>Ferrita, Permeabilidad=60</i>
ESL Electro-Science	<i>40011 – Cinta Magnética</i>	<i>Ferrita, Permeabilidad=200</i>
ESL Electro-Science	<i>40012 – Cinta Magnética</i>	<i>Ferrita, Permeabilidad=450</i>

Tabla AII.3: Lista de fabricantes y sustratos LTCC(Cortesía IMST GmbH)[15].

## 11. Anexo III: Bibliografía.

- [1] IMST GmbH, Carl-Friedrich-Gauß-Str. 2-4-4, 47475 Kamp-Lintfort (Alemania). < [www.imst.com](http://www.imst.com) > [Consulta: 30 de Marzo de 2010]
- [2] IMST GmbH. *MEMS-4-MMIC webpage*. Web oficial del proyecto europeo. <[www.mems4mmic.com](http://www.mems4mmic.com)> [Consulta: 30 de Marzo de 2010]
- [3] IMST GmbH. *Simulador Empire XCcel™*. Web oficial del programa. <[www.empire.de](http://www.empire.de)> [Consulta: 30 de Marzo de 2010]
- [4] Ramesh Garg, Prakash Bhartia, Inder Bahl, Apisak Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House, 2001, ISBN 0-89006-513-6
- [5] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory*, 3rd edition, John Wiley & Sons, 2005, ISBN 0-471-66782-X
- [6] R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*, John Wiley & Sons, 2001, ISBN 0-471-22421-9
- [7] Warren L. Stutzman, Gary A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, Second Edition, de. John Wiley & Sons, 1997, ISBN 0-0471-02590-9
- [8] Alfonso Zozaya, “Método de los Momentos”, Julio de 2004.
- [9] IMST GmbH. *LTCC webpage*. Web oficial de IMST GmbH dedicada a la tecnología LTCC. <[www.ltcc.de](http://www.ltcc.de)> [Consulta: 30 de Marzo de 2010]
- [10] Idesbald van den Bosch, *Web oficial del proyecto Puma EM*. <<http://puma-em.sourceforge.net>> [Consulta: 29 de Marzo de 2010]
- [11] Stephen Gedney. *FDTD*. Web en donde se puede encontrar una descripción del método FDTD. <<http://www.engr.uky.edu/~gedney/courses/ee624>> [Consulta: 30 de Marzo de 2010]

- [12] IMST GmbH, *LTCC @ IMST: Step into a Multi-Layered Future*,  
<<http://www.ltcc.de/downloads/rd/pub/LTCC-at-IMST.pdf>>  
[Consulta: 20 de Junio de 2010]
- [13] P-N Designs, Inc. *Definición de HTCC*,  
<<http://www.microwaves101.com/encyclopedia/HTCC.cfm>>  
[Consulta: de 20 junio de 2010]
- [14] HCC Industries, Procedimiento de fabricación con HTCC.  
<<http://www.hccindustries.com/products/microelectronic-packages/high-temperature-cofired-ceramics/default.asp>>  
[Consulta: 20 de junio de 2010]
- [15] IMST GmbH, *Lista de sustratos cerámicos*,  
<[http://www.ltcc.de/en/whatis\\_mat.php](http://www.ltcc.de/en/whatis_mat.php)> [Consulta: 20 de Junio de 2010]